NR IND 372161

praktyczny Elektronik

WWW.PE.COM.PL

nr 6'2000 (95) CENA 4,80 PLN ISSN 1232-2628

Przedwzmacniacz gramofonowy

Cyfrowy termometr z pomiarem dwupunktowym

Dekoder NICAM

Stabilizator wstępny

Elektroniczny dzwonek rowerowy

Głośniki i obudowy



Dom elektroniczno-multimedialny

Przeczytałem w jakiejś gazecie, że w Wadford w Wielkiej Brytanii wybudowano całkiem przeciętny dom za niebagatelną sumę ponad milionów bagsów (swoją drogą ciekawe czy słowo bags pochodzi od polskiego biznesmena czy od królika). Dom ów nafaszerowany był elektroniką i komputerami i mógł spełniać wszystkie zachcianki mieszkańców. A to otworzy drzwi wejściowe gdy rozpozna głos dowolnego z mieszkańców, a to sam z własnej nieprzymuszonej woli zamówi w supermarkecie niezbędne produkty spożywcze (ciekawe skąd ten „genialny” dom wie jaki piwo zamierzam wypić wieczorem). Cudów i cudeniek bez liku. Oprogramowanie komputerów pozwala sprawdzić stan konta bankowego, przelać pieniądze na konto, a internetowe sklepy pozwalają na prowadzenie zakupów wprost z fotela. Ze znajomymi można także miło pogawędzić przez telefon lub lepiej przez e-malię. Nawet multimedialnie można poszukać pracy, lub pracować. Słowem wszystko można załatwić nie wychodząc za próg domu. Piękna wizja, całe życie spędzić w domu nie ruszając się z niego. Może taniej będzie przenieść się od razu do więzienia, na jedno wychodzi, tam ponoć też jest full servis i nigdzie nie można wychodzić.

Trochę poważniej jednak mówiąc takie wizje przyszłości spotyka się coraz częściej. Przy czym wszystkie informacje łączy jedna wspólna cecha: zachwyt nad komputerami, którego nie podzielam. Za wyjątkiem atrakcji multimedialnych wszystkie inne funkcje tego nowoczesnego domu może obsłużyć poczciwy pecet z procesorem 286 i to wcale nie takim szybkim. Niedoceniana natomiast jest przez autorów cała pozostała technika ukryta głęboko w ścianach, schowana w piwnicy, tkwiąca pod podłogą i na strychu. Automatycznie otwierane drzwi to w 95% mechanika i elektryka, a zaledwie w 5% elektronika. Regulacja ogrzewaniem to zawory sterowane elektrycznie kosztujące dużo więcej niż termometr elektroniczny. Elektrycznie otwierana brama garażowa to 3.000 zł pilot i odbiornik do niej to tylko 100 zł. Wiek XXI nie będzie wiekiem elektroniki, będzie wiekiem serwomechanizmów, bo bez nich nie ma automatyki.

Redaktor Naczelny
Dariusz Cichoński



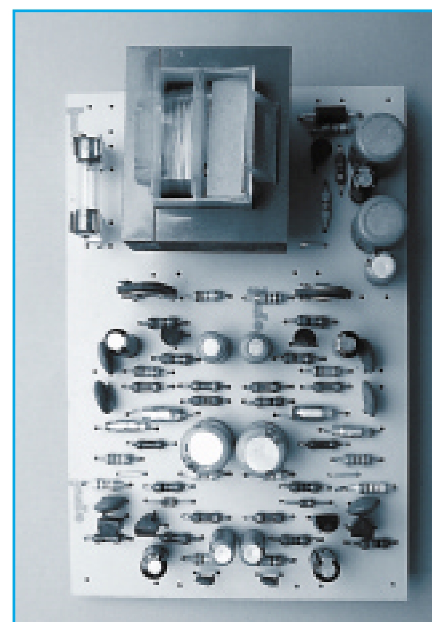
Spis treści

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Orientacyjny czas oczekiwania wynosi 3 tygodnie. Zamówienia na płytki drukowane, układy programowane i zestawy prosimy przesyłać na kartach pocztowych, na kartach zamówień zamieszczanych w PE, faksem lub pocztą elektroniczną. Koszt wysyłki wynosi 8 zł bez względu na kwotę pobrania. W sprzedaży wysyłkowej dostępne są archiwalne numery "Praktycznego Elektronika", wykaz numerów na stronie 20. Kserokopie artykułów i całych numerów, których nakład został wyczerpany wysyłamy w cenie 2,50 zł za pierwszą stronę, za każdą następną 0,50 zł + koszty wysyłki.

Adres Redakcji:
„Praktyczny Elektronik”
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra
tel/fax.: (0-68) 324-71-03 w godzinach 8^{00}-10^{00}
e-mail: *redakcja@pe.com.pl*; *http://www.pe.com.pl*
Redaktor Naczelny:
mgr inż. Dariusz Cichoński
Z-ca Redaktora Naczelnego:
mgr inż. Tomasz Kwiatkowski
Redaktor Techniczny:
Paweł Witek

Zdjęcie na okładce: Ireneusz Konieczny
Druk: Zakłady Graficzne „ATEXT” Gdańsk

Czar czarnego krążka czyli traktat o zamianie czarnego na srebrne



Dziwny tytuł ma na celu zmylenie przeciwnika, rzecz traktuje bowiem o przegrywaniu czarnych płyt winylowych na srebrne płyty kompaktowe. Aby jednak odtworzyć klasyczną płytę gramofonową niezbędny jest stary wzmacniacz. Niestety coraz trudniej jest znaleźć wśród nowoczesnego sprzętu takie cudo które będzie odtwarzać płyty gramofonowe. Przekonał się o tym mój znajomy, który nieopatrznie pozbył się starej wieży. W artykule opisano przedwzmacniacz gramofonowy przeznaczony do współpracy z gramofonem posiadającym wkładkę magnetoelektryczną. Przedwzmacniacz może okazać się przydatny zarówno do odtwarzania płyt, jak również będzie niezbędny przy przegrywaniu płyt na krążki CD.

Okres płyt gramofonowych należy już do przeszłości, lecz w wielu domach można spotkać jeszcze stare krążki. Ostatnio nawet zaczął rozwijać się rynek handlu starymi płytami, których niektóre egzemplarze osiągają zawrotne ceny. Być może za dwieście lub trzysta lat płyty będą taką rzadkością, że będzie się nimi handlować jak dziełami sztuki znanych mistrzów.

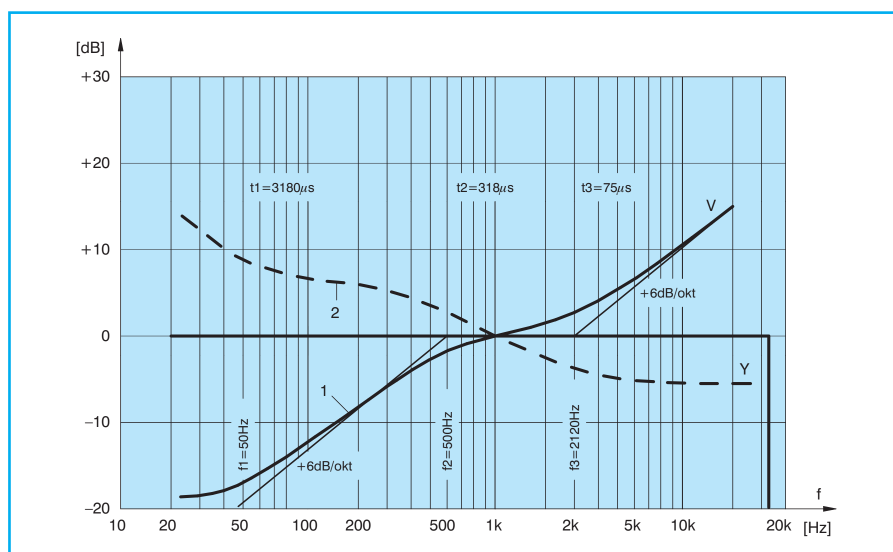
Wiele czarnych płyt zostało wydanych w nowej postaci na krążkach CD, jednak całego, kompletnego dorobku minionych lat płyty winylowej nie sposób znaleźć na krążkach. Przekonał się o tym mój znajomy, który przy okazji remontu mieszkania natknął się w szafie na pokaźną paczkę ze swoimi starymi płytami. Płyty to nie wszystko potrzebny jest jeszcze gramofon, który choć zakurzony, ale sprawny stał sobie spokojnie w piwnicy (aż dziw bierze, że nie ukradli go złodzieje którzy kilkakrotnie odwiedzali piwnicę kolegi). Po przyniesieniu do domu gramofonu, po odkurzeniu go kolega doznał szoku. Jego nowa wieża nie posiada wejścia do podłączenia gramofonu magnetoelektrycznego. Zostałem więc zatrudniony do rozwiązania problemu.

Przy okazji zabawy z płytami, które postanowiliśmy przegrać na srebrne, a właściwie zielonkawe lub niebieskie płyty zrobiłem interesujące odkrycie. Objętość płyty gramofonowej wraz z opakowaniem jest niewiele większa od objętości płyty kompaktowej. Stosunek objętości wynosi 1,5. Taka technika a zajmuje tyle miejsca, coś kiepsko z tymi wynalazkami końca XX wieku.

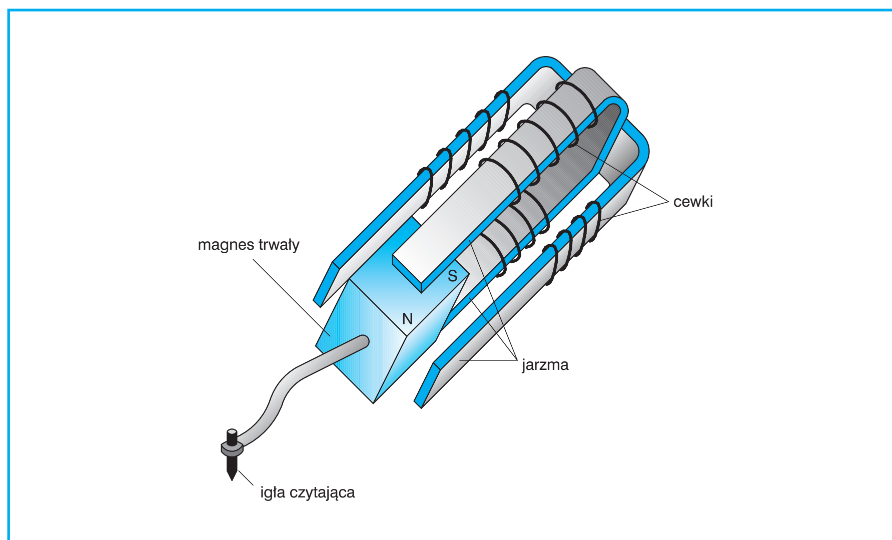
Płyty gramofonowe są wynalazkiem bardzo starym. Pierwowzorem płyty był z pewnością fonograf wynaleziony przez T.A. Edisona w 1877r. W urządzeniu tym metalowy rylec ślizgał się po powierzchni walca pokrytego cienką warstwą wosku. Urządzenie to było nawet bardziej funkcjonalne od gramofonu, gdyż umożliwiało zarówno zapis jak i odczyt dźwięku. Przejście z walca na płaską płytę zajęło aż dziesięć lat. Pierwszą płytę gramofonową wykonał w 1887r. E. Berliner. Zatem okres świetności płyty gramofonowej wynosił prawie sto lat, niezmiernie długo. Oczywiście w tym czasie dokonano wielu ulepszeń płyty i zapisu mających na celu poprawę jakości odtwarzanego dźwięku. Rozwój płyt dążył głównie do polepszenia materiałów z których je wykonywano, zwiększenia gęstości zapisu i zmniejszenia prędkości obrotowej. Później wprowadzono zapis stereofoniczny.

Pierwsze płyty kręciły się z zawrotną prędkością 78 obr./min. Z drugiej strony próbowano wprowadzić płyty 16,6 obr./min. lecz bez powodzenia. W końcu ustaliły się, a potem zostały sformalizowane dwa standardy prędkości obrotowych 33,3 obr./min i 45 obr./min. Podobnie było z szerokością rowka na którego krawędziach zapisywano sygnał akustyczny (w początkach stosowano zapis wgłębny). Ostatecznie skończyło się na rowku z zapisem stereofonicznym o szerokości 40 μm.

Jeszcze innym problemem była charakterystyka zapisu. Do lat czterdziestych płyty zapisywano w paśmie 250÷6000 Hz stosując stałą prędkość, a poniżej 250 Hz stałe wychylenie. Wyższe częstotliwości akustyczne nie były zapisywane w ogóle. Podykto-



Rys. 1 Charakterystyka zapisu płyt drobnorowkowych i stereofonicznych



Rys. 2 Budowa stereofonicznej wkładki magnetoelektrycznej

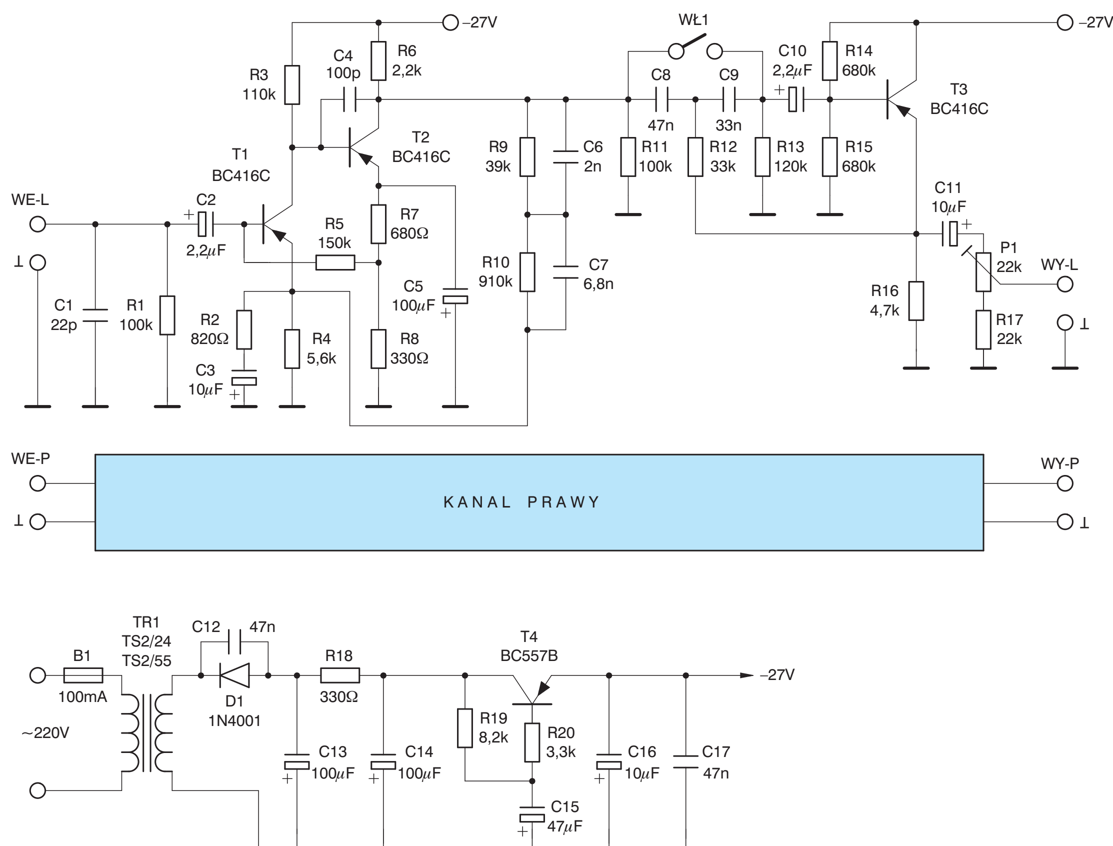
wane to było właściwościami gramofonów mechano-akustycznych. Bez wprowadzania ograniczeń amplitudy przy częstotliwości 50 Hz wychylenie rowka osiągałoby bardzo dużą wartość rzędu 0,36 mm, uniemożliwiającą gęste upakowanie zapisu na płycie. W tych samych warunkach przy częstotliwości 6 kHz wychylenie rowka wynosi 3 μm, czyli jest sto razy mniejsze.

Wraz z rozwojem elektroniki i technologii chcąc uzyskać szersze pasmo zapisywanych częstotliwości konieczne było porzucenie zapisu ze stałą prędkością. Wprowadzono zatem korekcję zapisu tłumiącą częstotliwości najniższe, a wzmacniającą częstotliwości najwyższe. Przebieg tej charakterystyki przedstawiono na rys. 1 linią ciągłą. Składa się ona w przybliżeniu z trzech odcinków. Pierwszy, narastający od 50 Hz do 500 Hz posiada nachylenie +6 dB/okt., drugi od 500 Hz do 2120 Hz jest płaski, a trzeci powyżej 2120 Hz ponownie jest nachylony +6 dB/okt. Odcinkom tym odpowiadają trzy stałe czasowe filtrów niezbędnych do ukształtowania takiej charakterystyki: 3180 μs (50 Hz), 318 μs (500 Hz), 75 μs (2120 Hz).

Z zastosowania takich charakterystyk zapisu wynika kilka istotnych wniosków:

– przy odtwarzaniu płyt gramofonem z wkładką magnetoelektryczną (przetwornik prędkościowy) tony niskie będą wyraźnie osłabione w stosunku do tonów wysokich, Wymagana jest zatem korekcja charakterystyki wzmacniacza;
– przy odtwarzaniu płyt gramofonem z wkładką piezoelektryczną (przetwornik wychyleniowy) odtwarzanie wszystkich częstotliwości jest poprawne, korekcja nie jest wymagana;
– tony wysokie przy zapisie są uwypuklone, co korzystnie wpływa na poprawę stosunku sygnału do szumów.

W popularnych gramofonach stosowano prostszą i tańszą wkładkę piezoelektryczną, która dodatkowo nie wyma-



Rys. 3 Schemat ideowy przedwzmacniacza gramofonowego

gała korekcji charakterystyki częstotliwościowej. Natomiast w wyższej klasy gramofonach stosowana była wkładka magnetoelektryczna, zapewniająca lepszą jakość odtwarzania, a także mniej zużywająca płytę. Wkładka ta jednak wymagała stosowania wysokiej jakości wzmacniacza korekcyjnego o odpowiednio ukształtowanej charakterystyce częstotliwościowej, będącej lustrzanym odbiciem charakterystyki zapisu płyt (rys 1 linia przerywana).

Budowę wkładki elektromagnetycznej przedstawiono na rysunku 2. Igła, najczęściej szafirowa, połączona jest z małym magnesem stałym. Magnes umieszczony jest w obrębie dwóch skrzyżowanych ze sobą pod kątem 90° cewek. Drobne ruchy igły w rowku pociągają za sobą ruch magnesu i zmianę strumienia magnetycznego w rdzeniu cewek, co z kolei powoduje indukowanie w nich napięcia. Im szybsza zmiana strumienia, tym wyższe napięcie jest indukowane w cewkach. Gęstsze zafalowania rowka przy wyższych częstotliwościach powodują szybsze ruchy igły. Zatem napięcie indukowane przez wyższe częstotliwości będzie większe niż napięcie indukowane przez częstotliwości z dołu pasma akustycznego.

Napięcie wyjściowe wkładek gramofonowych osiąga wartość pojedynczych miliwoltów dla częstotliwości 1 kHz. Jest to wartość dosyć mała wymagająca przedwzmacniacza o dobrych parametrach szumowych. Mogę jednak pocieszyć, że przedwzmacniacz w magnetofonie musi mieć czułość o rząd wielkości lepszą. Impedancja typowej wkładki magnetoelektrycznej wynosi ok. 5 kΩ, jest to zatem źródło średniorezystancyjne.

Pod koniec ery gramofonów pojawiły się jeszcze wkładki z ruchomą cewką tzw. MC. Ponoć zapewniały lepszą jakość odtwarzania dźwięku. Ich wadą była znacznie mniejsza czułość, co wiązało się z większymi problemami przy konstruowaniu przedwzmacniacza.

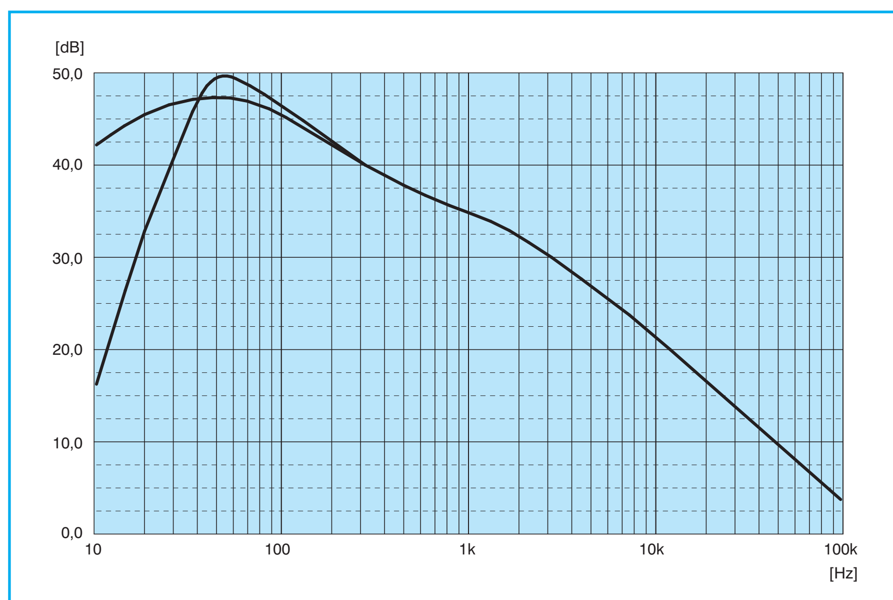
Opis układu

Schemat przedwzmacniacza spełniającego wszystkie przytoczone wyżej wymogi przedstawiono na rysunek 3. Układ powstał w oparciu o najczęściej stosowane rozwiązania fabrycznych przedwzmacniaczy. Prawdę mówiąc w tej dziedzinie wymyślono już wszystko co było możliwe. Niektórzy zapewne zdziwią się dlaczego w dobie układów scalonych ktoś jeszcze bawi się tranzystorami. Przyczyna jest prozaiczna nie mogłem nigdzie dostać niskoszumowego wzmacniacza operacyjnego przeznaczonego do zastosowań w akustyce, tzn. posiadającego wyjście w klasie A. Próby ze zwykłymi wzmacniaczami szybko mnie wyleczyły z tego pomysłu, ze względu na duże szumy własne układów.

Optymalizacja szumowa wzmacniaczy jest zagadnieniem niezwykle ciekawym, ale też skomplikowanym. Elementem decydującym o wypadkowych szumach jest pierwszy stopień wzmacniacza. Dlatego musi on być zaprojektowany szczególnie starannie. Szumy tranzystora zależą głównie od prądu kolektora, a także od rezystancji źródła sygnału. Dla wkładki magnetoelektrycznej optymalny prąd tranzystora, przy najniższych szumach przyjmuje wartość około 100÷200 μA. Dążąc do uzyskania dużej wartości wzmocnienia wnoszonego przez ten stopień rezystor kolektorowy R3 przyjmuje dużą wartość wymuszając tym samym dość wysokie napięcie zasilające. W przedwzmacniaczu zastosowano ujemne napięcie zasilania ze względu na typ przewodnictwa tranzystorów. Generalnie tranzystory pnp charakteryzują się mniejszymi szumami własnymi niż ich odpowiedniki npn. Innym rozwiązaniem zmniejszającym szumy własne tranzystorów jest równoległe ich łączenie. Wypadkowe szumy maleją o ok. 3 dB dla dwóch połączonych tranzystorów a o 6 dB dla czterech. Niegdyś produkowano nawet specjalne wielokrotne tranzystory, lecz dziś nie znalazłem ich w żadnym katalogu. Przyznam się szczerze, że próbowałem zaprojektować i wykonać przedwzmacniacz z tranzystorami połączonymi równolegle, lecz nic z tego nie wyszło. Układ rzeczywiście miał mniejsze szumy własne, ale występowało w nim zjawisko okresowego „przytykania" się którego nie potrafiłem wyeliminować. Nie pomagały nawet najwymyślniejsze tricki. Powróćmy jednak do rzeczywistości.

Pierwszy stopień wzmacniacza zapewnia wzmocnienie ok. 40 dB. Z kolektora T1 sygnał doprowadzony zostaje do drugiego stopnia wzmacniającego w którym ulokowano tranzystor T2. Tranzystor ten pracuje już przy dużo większym prądzie kolektora wynoszącym ok. 5 mA. Od niego nie wymaga się tak małych szumów własnych, gdyż na jego wejście dociera już sygnał wzmocniony. Zadaniem tego stopnia jest dalsze wzmacnianie sygnału, a także zapewnienie małej impedancji wyjściowej. Stąd wartość rezystora kolektorowego tylko 2,2 kΩ. Razem oba stopnie zapewniają w otwartej pętli wzmocnienie rzędu 60÷80 dB.

Cały układ przedwzmacniacza objęty jest kilkoma pętlami sprzężeń zwrotnych. Każda z tych pętli ma inne zadanie. Zacznijmy od najprostszej, którą tworzy kondensator C4. Jego zadaniem jest ograniczenie pasma i zapewnienie stabilności (zapobieganie wzbudzeniom). Druga pętla jest utworzona przez rezystor R5. Jest to stałoprądowe ujemne sprzężenie zwrotne. „Załatwia" ono za jednym zamachem stabilizację punktu pracy obu tranzystorów oraz polaryzację bazy tran-



Rys. 4 Wypadkowa charakterystyka przedwzmacniacza z włączonym i wyłączonym filtrem górnoprzepustowym.

zystora T1. Składowa zmienna sygnału jest eliminowana przez kondensator C5. Trzecia pętla sprzężenia zwrotnego decyduje o kształcie charakterystyki częstotliwościowej przedwzmacniacza.

Jak wcześniej wspomniałem kształt charakterystyki jest ściśle zdefiniowany, przez trzy stałe czasowe. Te stałe określone są przez wartości elementów R9, R10, C6 i C7. Obliczeniowe wartości odbiegają nieco od rzeczywistych wartości elementów, ale podyktowane to jest koniecznością uzyskania wypadkowej charakterystyki zgodnej z normami.

Wzmocnienie przedwzmacniacza z zamkniętą pętlą sprzężenia zwrotnego określone jest przez wartość rezystora R2. Zmieniając ją można uzyskać różną czułość wejściową. Podane na schemacie wartości są dobrane w taki sposób aby przedwzmacniacza współpracował poprawnie z większością produkowanych niegdyś w Polsce wkładek gramofonowych.

Na wejściu znajduje się kondensator C1 połączony do masy. Jego zadaniem jest zwieranie sygnałów silnych stacji radiowych lub telekomunikacyjnych, które mogą indukować sygnały zakłócające w przewodach prowadzących sygnał z wkładki do wejścia.

Impedancja wejściowa wzmacniacza wynosi ok. 47 kΩ co jest zgodne z ogólnie przyjętym standardem. Przy napięciu zasilania –27 V w poprawnie działającym układzie napięcia na kolektorach tranzystorów T1 i T2 powinny wynosić odpowiednio –5,5 V i –16 V, z dokładnością do ±1 V.

Odtwarzanie płyt gramofonowych wiąże się często z pojawieniem się na niskich częstotliwościach nieprzyjemnych dudnień. Wynikają one z rezonansów mechanicznych całego mechanicznego układu gramofonu. Im lepszy gramofon tym dudnienia te są mniej odczuwalne i występują na niższych częstotliwościach, ale towarzyszą niezmiennie płytom winylowym. Dlatego też bardzo często uzupełnieniem przedwzmacniacza jest filtr górnoprzepustowy o częstotliwości granicznej ok. 50 Hz. Nasz przedwzmacniacz został wyposażony w tego rodzaju filtr. Układ filtru jest klasyczny. Wykorzystano w nim tranzystor T3 pracujący jako wtórnik emiterowy, włączając w pętle sprzężenia zwrotnego rezystor R12. Nachylenie charakterystyki filtru wynosi 12 dB/okt. Częstotliwość graniczna zależy od wartości kondensatorów C8 i C9. Filtr można wyłączyć zwierając ze sobą styki przełącznika WŁ1. Napięcie na emiterze T4 wynosi ok. –13 V

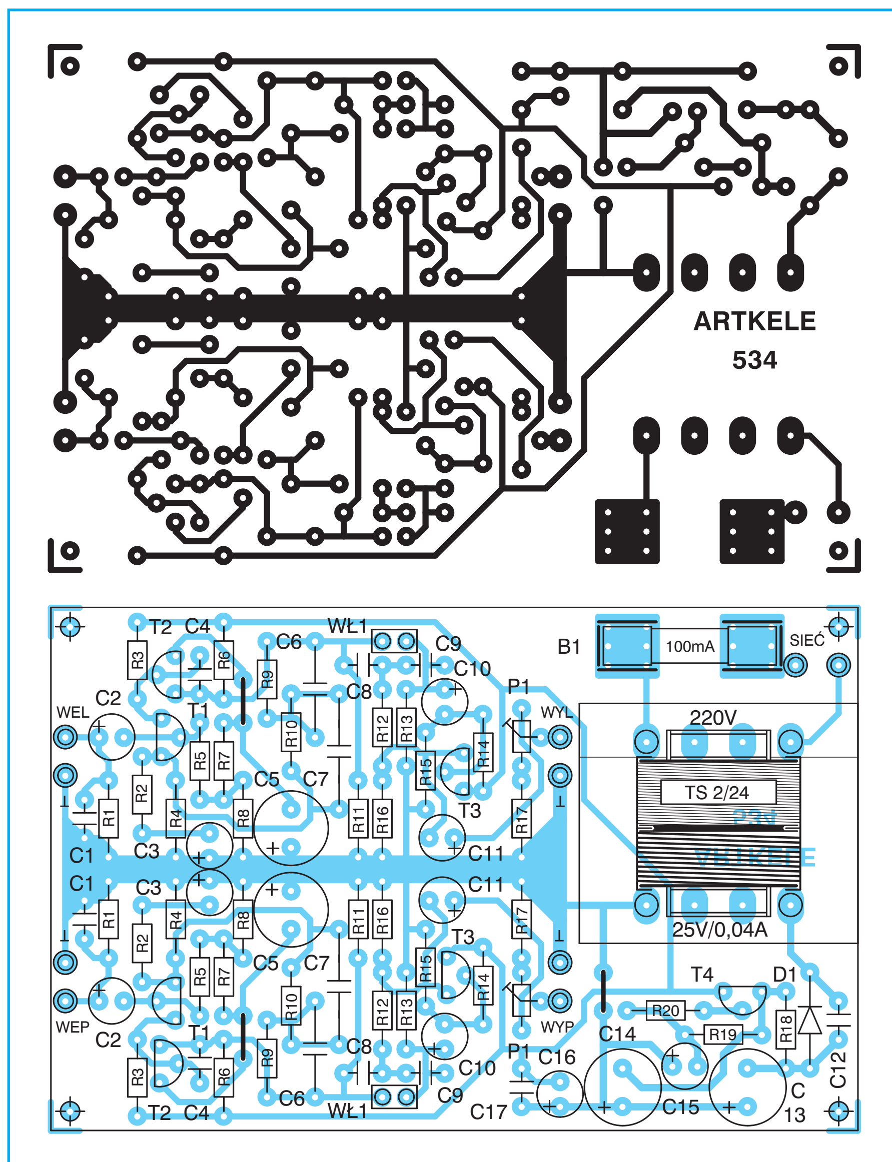
W przypadku konieczności dopasowania poziomu sygnału wyjściowego do wejścia wzmacniacza lub karty dźwiękowej można posłużyć się potencjometrem P1.

Na rysunku 4 przedstawiono wypadkową charakterystykę przedwzmacniacza z włączonym i wyłączonym filtrem górnoprzepustowym.

Do zasilania układu wystarczy prosty zasilacz niestabilizowany, z prostownikiem półokresowym. Prąd pobierany przez cały przedwzmacniacz nie przekracza 20 mA. Natomiast napięcie zasilania jest dość wysokie, co komplikuje sprawę stabilizatora. W zasilaczu wykorzystano tzw. mnożnik pojemności. Składa się on z tranzystora T4 i kondensatora C15. Pojemność tego kondensatora przeniesiona na wyjście zasilacza jest B razy większa, gdzie B to wzmocnienie prądowe tranzystora T4. Dzieje się tak za sprawą wzmacniającego wpływu tranzystora. Przyjmując wartość B=200 otrzymuje się pojemność rzędu 10.000 μF. Przy takim kondensatorze tętnienia na wyjściu zasilacza są prawie niemierzalne.

Cały przedwzmacniacz wraz z zasilaczem i transformatorem mieści się na jednej płytce drukowanej. Układ nie wymaga żadnego uruchamiania, pod warunkiem, że zbudowany został ze sprawnych elementów. Kondensatory C6, C7, C8 i C9 powinny mieć tolerancję wykonania co najmniej 5%.

Mając zmontowany układ można już oddać się przesłuchiwaniu starych zapomnianych płyt, lub też przystąpić do przegrywania ich na nowe błyszczące krążki.



Rys. 5 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

Wykaz elementów	
Półprzewodniki	
T1÷T3	– BC 416C
T4*	– BC 557B
D1*	– 1N4007
Rezystory	
R8	– 330 Ω/0,125 W
R7	– 680 Ω/0,125 W
R2	– 820 Ω/0,125 W
R18*	– 330 Ω/0,125 W
R6	– 2,2 kΩ/0,125 W
R20*	– 3,3 kΩ/0,125 W
R16	– 4,7 kΩ/0,125 W
R4	– 5,6 kΩ/0,125 W
R19*	– 8,2 kΩ/0,125 W
R17	– 22 kΩ/0,125 W
R12	– 33 kΩ/0,125 W
R9	– 39 kΩ/0,125 W
R1, R11	– 100 kΩ/0,125 W
Rezystory cd.	
R3	– 110 kΩ/0,125 W
R13	– 120 kΩ/0,125 W
R5	– 150 kΩ/0,125 W
R14, R15	– 680 kΩ/0,125 W
R10	– 910 kΩ/0,125 W
P1	– 22 kΩ TVP 1232
Kondensatory	
C1	– 22 pF/50 V ceramiczny
C4	– 100 pF/50 V ceramiczny
C6	– 2 nF/25 V KSF-020-ZM
C7	– 6,8 nF/25 V KSF-020-ZM
C9	– 33 nF/63 V MKSE-20
C8	– 47 nF/63 V MKSE-20
C12*, C17*	– 47 nF/50 V ceramiczny
C2, C10	– 2,2 μF/50 V
C3, C11	– 10 μF/25 V
C16*	– 10 μF/40 V
C15*	– 47 μF/40 V
C5	– 100 μF/25 V
Kondensatory	
C13*	– 100 μF/40 V
C14*	– 220 μF/40 V
Inne	
TR1*	– TS 2/24 (TS 2/55)
B1*	– WTAT 100 mA/250 V
płytka drukowana numer 534	

Uwaga!
Wszystkie elementy oznaczone gwiazdką występują pojedynczo. Pozostałe elementy występują podwójnie. Numeracja elementów jest taka sama dla lewego i prawego kanału.
Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 534 – 6,80 zł + koszty wysyłki.

◊ *Janusz Stachowiak*

Scalony przetwornik temperatury na napięcie LM 35

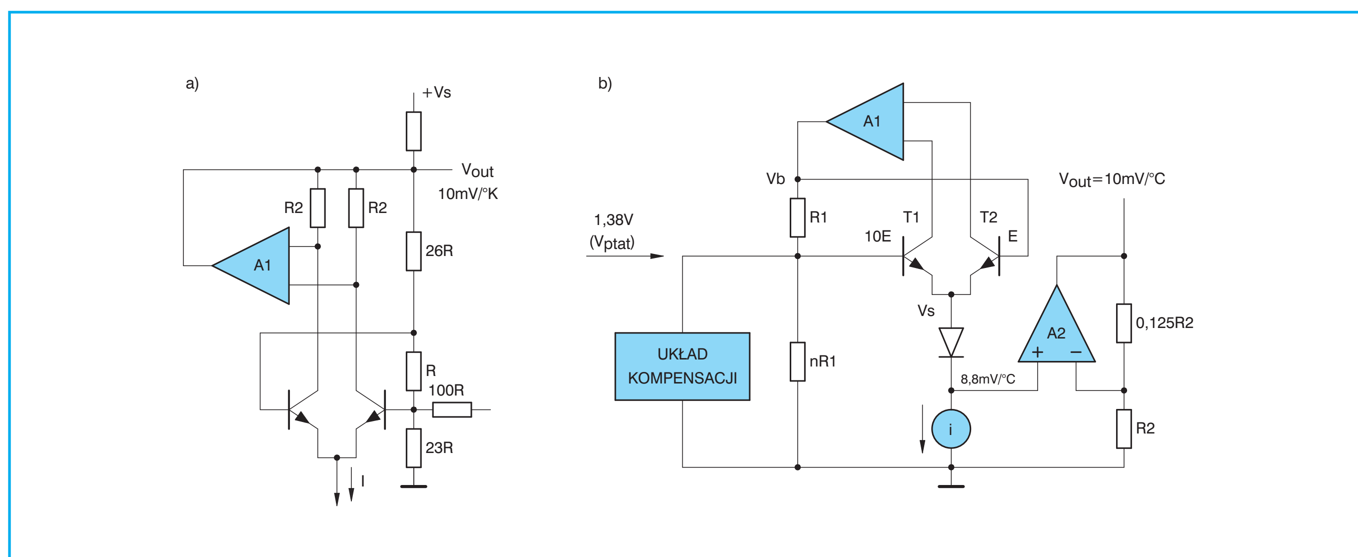
Zasiadając do projektowania cyfrowego termometru zmuszony byłem zapoznać się z układami przetworników temperatury LM 35. Bardzo szybko przekonałem się, że są to idealne układy do pomiarów temperatury o dość dobrej dokładności. Bardzo ważną ich zaletą jest fabryczne kalibrowanie każdego przetwornika. Tak więc nie ma najmniejszej potrzeby bawienia się z ustalaniem temperatur i umieszczaniem czujników w mieszaninie wody z lodem i wrzątku. Do wykonania i skalibrowania termometru, termoregulatora, czy innego urządzenia w który, wykorzystywany jest pomiar temperatury nie jest potrzebny nawet termometr, gdyż jego funkcję spełnia układ LM 35.

Jak zatem działa takie cudo? Podstawowym zjawiskiem jakie jest wykorzystywane w układzie jest zmiana różnicy napięć występujących na złączach baza-emiter dwóch tranzystorów znajdujących się w jednakowej temperaturze przez które płynie różny prąd. Zmiana różnicy napięć wprost proporcjonalna do temperatury w jakiej znajdują się tranzystory. Zależność tą opisuje wzór:

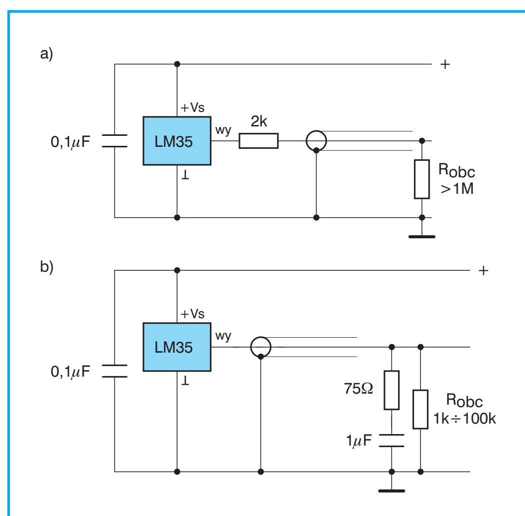
$$\Delta U_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{T1}}{I_{T2}}$$

gdzie:
k – stała Boltzmana,
T – temperatura bezwzględna,
q – ładunek elektronu.
Z równania widać wyraźnie, że dla stałego stosunku prądów płynących przez tranzystory różnica napięć jest liniowo zależna od temperatury.

Schemat układu do pomiaru temperatury bezwzględnej przedstawiono na rysunku 1a. Różnica napięć na bazach



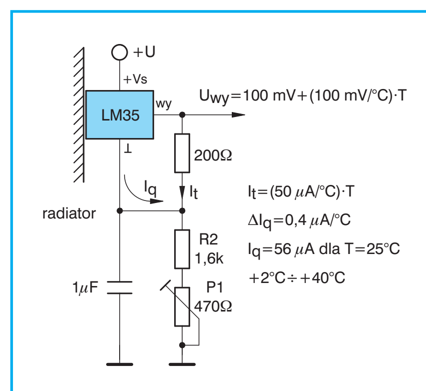
Rys. 1 Zasada pomiaru temperatury: a) w skali bezwzglednej (stopniach Kelvina), b) w stopniach Celsjusza



Rys. 2 Praca układu LM 35 z obciążeniem o charakterze pojemnościowym

tranzystorów w tym układzie wynosi ok. (0,2 mV/°K)·T. Odkłada się ona na rezystorze R. Wartość różnicy napięć jest mnożona w układzie szeregowego połączenia rezystorów 26R, R i 23R, dając w efekcie na wyjściu sygnał zmieniający się o 10 mV/°K. Czyli w temperaturze 0°C napięcie wyjściowe będzie wynosiło 2,73 V (0°K=–273°C). Rezystor 100R przeznaczony jest do regulacji napięcia niezrównoważenia. Układ bezwzględnego pomiaru temperatury jest jednak niewygodny do większości zastosowań, gdyż od napięcia wyjściowego należy zawsze odejmować 2,73 V, aby uzyskać temperaturę w stopniach Celsjusza.

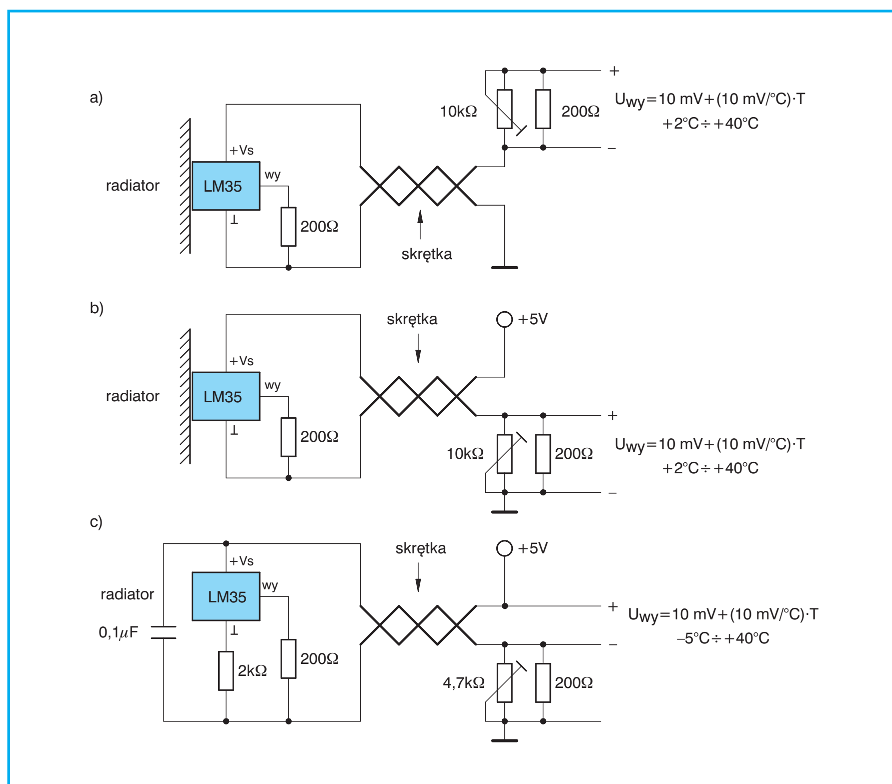
Na rysunku 1b przedstawiono schemat układu który umożliwia pomiar temperatury w stopniach Celsjusza. Podobnie jak poprzednio różnica napięć na bazach tranzystorów odkłada się na rezystorze R1 i ulega pomnożeniu przez szeregowe połączenie rezystora R1 z nR1. Zasada działania układu mnożącego jest bardzo prosta. Różnica napięć ΔU_{BE} występująca na rezystorze R1 wymusza przepływ prądu dostarczanego przez wzmacniacz A1. Ten sam prąd przepływając przez rezystancję n razy większą wytwarza n razy większy spadek napięcia. Dobierając odpowiednio wartość n można uzyskać właściwy współczynnik temperaturowy. Odejmowanie wartości napięcia wynikającego z temperatury bezwzględnej następuje na złączu baza-emiter i szeregowo połączonej z nią diodzie. Tak więc napięcie na wejściu nieodwracającym wzmacniacza A2 jest już proporcjonalne do skali temperatury wyrażonej w °C. Wzmacniacz A2 wnosi dodatkowe wzmocnienie określone stosunkiem rezystorów R2 tak, że na wyjściu otrzymuje się współczynnik temperaturowy 10 mV/°C. Podczas kalibracji fabrycznej dobierana jest tylko wartość rezystora nR1. Układ posiada jeszcze układ kompensacji nieliniowości co poprawia dokładność pomiaru.



Rys. 4 Układ pomiaru temperatury o czułości 100 mV/°C

Przejdźmy teraz do zastosowań i rozwiązań układowych LM 35. Podstawowe układy aplikacyjne i rozkład wyprowadzeń zamieszczono w artykule pt. „Cyfrowy termometr z pomiarem dwupunktowym” znajdującym się na stronie 11 w bieżącym numerze PE. Tam też można znaleźć omówienie podstawowych aplikacji. Tu zaś zamierzam omówić kilka zagadnień związanych z pomiarem zdalnym, czyli takich przy których czujnik jest oddalony od układu pomiarowego na większą odległość.

Jako układ mikromocowy LM 35 ma ograniczoną zdolność do wysterowywania obciążeń o większej pojemność. Układ zachowuje się poprawnie przy pojemnościach obciążenia nie przekraczających 50 pF. Przy większych pojemnościach obciążenia jakie stanowią na przykład przewody ekranowane prostym rozwiązaniem jest separacja przy pomocy szeregowo z wyjściem połączonego rezystora (rys. 2a). Jedynym wymaganiem w takim przypadku jest odpowiednio duża rezystancja wejściowa wzmacniacza, lub przetwornika do którego przesyłany jest mierzony sygnał. Drugim rozwiązaniem pozwalającym ominąć problem obciążenia o charakterze pojemnościowym zastosowanie tłumika RC. Przykład takiego rozwiązania podano na rys. 2b. Powyższe rozwiązania wymagają jednak prowadzenia trzech przewodów do czujnika temperatury. Problem ten można rozwiązać stosując jeden z trzech układów przedstawionych na rysunku 3. Dwa pierwsze rozwiązania przeznaczone są do pracy w przedziale temperatur od



Rys. 3 Dwuprzewodowe połączenie układu LM 35 z układem pomiarowym

Tabela 1 – Podstawowe parametry LM 35A

Parametr	Warunki	Typ	Max	Jedn.
Dokładność pomiaru	T_A=+25°C	±0,2	±0,5	°C
	T_A=– 10°C	±0,3		°C
	T_A=+150°C	±0,4	±1,0	°C
	T_A=–55°C	±0,4	±1,0	°C
Nieliniowość	–55°V<T_A<+150°C	±0,18		C
Nachylenie przetw.	–55°V<T_A<+150°C	+10,0	+9,9÷+10,1	mV/°C
Prąd spoczynkowy	V_s=+5 V, +25°C	56	67	mA
	V_s=+5 V	105		mA
	V_s=+30 V, +25°C	56,2	68	mA
	V_s=+30 V	105,5		mA

+2°C do +40°C. Do połączenia czujnika LM 35 z układem pomiarowym zastosowano skrętkę. W pierwszym rozwiązaniu (rys. 3a) mierzony sygnał odniesiony jest do napięcia zasilania, a w drugim do masy (rys. 3b). W obu układach przetwornik obciążony jest rezystorem o wartości 200 Ω. Przez który płynie prąd proporcjonalny do temperatury. Współczynnik nachylenia wynosi 50 µA/°C. Zatem układ pomiarowy zachowuje się jak źródło prądowe sterowane temperaturą. Do dokładnej regulacji napięcia wyjściowego służy potencjometr.

Ponieważ oprócz prądu płynącego przez rezystor 200 Ω, w obwodzie płynie także prąd spoczynkowy układu LM 35 wynoszący ok. 50 µA napięcie wyjściowe jest przesunięte o ok. 10 mV. Zatem temperaturze 20°C będzie odpowiadać napięcie wyjściowe równe 210 mV (o 10 mV więcej niż w aplikacji podstawowej). Podstawowym mankamentem tego rozwiązania jest jednak wzrost mocy traconej w układzie LM 35 i związane z tym samopodgrzewanie się układu, czyli zawyżanie wskazań temperatury. Aby temu zapobiec układ musi być wyposażony w niewielki radiator. Mimo to dokładność pomiaru jest w tym przypadku wyraźnie gorsza. Trzecie rozwiązanie (rys. 3c) pozwala na pomiar temperatur ujemnych od –5°C do +40°C. Uzyskano to dzięki sztucznemu „podniesieniu" masy układu, przez co przez rezystor 200 Ω płynie prąd także gdy napięcie wyjściowe jest niższe od napięcia nóżki masy LM 35. Także to rozwiązanie obarczone jest błędem wynikającym z samonagrzewania się czujnika.

Wszystkie układy z rysunku 3 ze względu na samonagrzewanie i dodatkowe błędy spowodowane prądem spoczynkowym mogą pracować w znacznie węższym zakresie temperatur.

Na rysunku 4 przedstawiono rozwiązanie w którym można uzyskać większe nachylenie charakterystyki przetwornika. Układ działa w tym przypadku jako źródło prądowe wymuszające przepływ prądu przez rezystor R2 i potencjometr P1. Wartości tych elementów są dobrane w taki sposób aby zmiana napięcia wyjściowego wynosiła 100 mV/°C. Tak samo jak poprzednio napięcie wyjściowe jest wyższe o 100 mV, czyli temperaturze 20°C odpowiada napięcie o wartości 2,10 V. Podobnie jak poprzednio układ musi być wyposażony w niewielki radiator. Kalibracja polega na zmierzeniu napięcia pomiędzy wyjściem LM 35 a jego masą które oznaczamy jako U_{wy}, a następnie na ustawieniu napięcia wyjściowego potencjometrem P1 mierzonego względem masy o wartości $10 \cdot U_{wy}$+100 mV. Także ten układ można stosować tylko do pomiarów w wąskim zakresie temperatur.

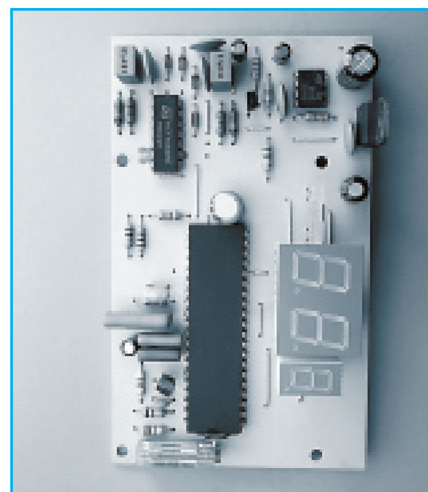
Jak wynika z powyższego najlepszą dokładność zapewniają podstawowe układy pomiarowe i zalecam stosowanie właśnie takich rozwiązań. Znacznie lepiej jest dołożyć wzmacniacz operacyjny o wzmocnieniu równym 10 V/V gdyż błąd pomiaru będzie mniejszy, nie ma konieczności stosowania radiatora oraz nie potrzeba od wyniku odejmować nieszczęsnych 100 mV.

Na sam koniec przytoczę jeszcze podstawowe parametry układu LM 35, który może być zasilany napięciami w zakresie od 5 do 30 V.

◊ ***Michał Sadowski***

Cyfrowy termometr z pomiarem dwupunktowym

Pomiary temperatury dziś nie są niczym skomplikowanym. Można znaleźć wiele przetworników temperatury na napięcie, pokrywających bardzo szeroki zakres pomiarowy. Mimo tego dość ciężko jest spotkać udaną konstrukcję termometru. Artykuł ten powstał na wskutek problemów z nabyciem dokładnego termometru o odpowiedniej rozdzielczości. Także rozwiązania amatorskie okazały się niedoskonałe, a autorzy projektów popełnili sporo błędów. Ta konstrukcja naprawdę nadaje się do pomiarów temperatur od –55°C do +150°C z rozdzielczością 0,1°C.



Do zaprojektowania i zbudowania termometru skłoniła mnie konieczność pomiaru temperatury wody w procesach chemicznych. W pierwszym podejściu kupiłem gotowy fabryczny termometr umożliwiający niezależny pomiar temperatury w dwóch miejscach. Zaraz po włączeniu termometru okazało się, że dokładność wskazań jest żadna. Dwa jednakowe czujniki umieszczone w tej samej temperaturze pokazywały dwie, różniące się między sobą o prawie 2°C, temperatury. Czym prędzej oddałem do sklepu tak kiepskie urządzenie. Jako że jestem elektronikiem postanowiłem kupić w sklepie kit termometru. Niestety i ten wybór okazał się nietrafny. Ze względu na błędnie zaprojektowaną mozaikę wskazania temperatury nie były stałe, a cały czas pływały. W oparciu o elementy kitu zmuszony byłem zaprojektować prawie od podstaw urządzenie które zadowoliło by mnie. Zanim przystąpię do opisu termometru podam kilka informacji na temat samych pomiarów temperatury i elementów które tą temperaturę mierzą. Opiszę także ogólne zasady umieszczania termometrów pokojowych i zaokiennych pozwalające na rzetelny pomiar temperatury.

Temperatura jest wielkością nieelektryczną, co oznacza że nie jest ona bezpośrednio związana z prądem, napięciem, natężeniem pola magnetycznego i innymi wielkościami elektrycznymi. Dlatego też do pomiaru temperatury niezbędne są odpowiednie przetworniki zamieniające ją na wielkość elektryczną, najczęściej napięcie. Najprostszym i bardzo dokładnym przetwornikiem jest rezystor platynowy. Wykorzystuje on zależność zmian rezystancji w funkcji temperatury, która jest liniowa. Zakres mierzonych temperatur zaczyna się od –200°C osiągając +850°C, a błąd pomiaru może osiągnąć nawet ±0,001°C. Ponadto czujnik ten charakteryzuje się wysoką stałością parametrów w czasie. Standardową wartością rezystancji czujnika platynowego jest 100 Ω w temperaturze 0°C.

Innymi „czujnikami” temperatury są termopary nazywane też termoogniwami lub termoelementami. Termoparę tworzą dwa różne metale połączone ze sobą. Jeżeli dwie termopary połączy się ze sobą, a punkty połączenia różnych metali umieści się w dwóch różnych temperaturach, to w obwodzie powstanie różnica napięć proporcjonalna do różnicy temperatur pomiędzy dwoma takimi złączami. Jedno z nich powinno być umieszczone w stałej i znanej temperaturze odniesienia. Termopary wykonuje się z różnego rodzaju par metali np.: żelazo-konstantan Fe-Ko, miedź-konstantan Cu-Ko, platyna, rod-platyna PtRh-Pt. Zaletą termopar jest bardzo szeroki zakres mierzonych temperatur obejmujacy zakres od 0 do 1600°C. Wadą natomiast jest konieczność stabilizowania temperatury spoiny odniesienia i bardzo mały sygnał użyteczny (mała czułość).

Jeszcze innym elementem przeznaczonym do pomiaru temperatury jest termistor, czyli element półprzewodnikowy zmieniający swoją rezystancję pod wpływem zmian temperatury. Termistory wykonuje się z tlenków żelaza, niklu i tytanu. Mogą mieć zarówno dodatni (PTC) jak i ujemny (NTC) współczynnik temperaturowy. Oznacza to, że w zależności od wykonania rezystancja termistora PTC rośnie wraz ze wzrostem temperatury a termistora NTC maleje. Wadami termistorów są nieliniowa charakterystyka zmian rezystancji w funkcji temperatury, zmiany starzeniowe i stosunkowo mała powtarzalność parametrów.

Od paru lat dużą popularnością cieszą się scalone przetworniki temperatury na napięcie. Wykorzystują one zjawisko różnego rozpływu prądów w dwóch tranzystorach w zależności od temperatury, przy czym oba tranzystory znajdują się w tej samej temperaturze. Układy te doskonale nadają się do większości zastosowań domowych o stosunkowo dużej dokładności. Bardzo dużą zaletą takich przetworników jest to, że nie wymagają one żadnej kalibracji, która przeprowadzana jest w procesie produkcji przetwornika. Scalone przetworniki temperatury produkowane są w wersjach wyskalowanych w stopniach Celsjusza, w stopniach Fahrenheita i w skali bezwzględnej Kelvina. Taki czujnik był już opisywany w Praktycznym Elektroniku, ale niezbyt dokładnie. Szerszy opis i zastosowanie tego ciekawego układu przedstawię w odrębnym artykule.

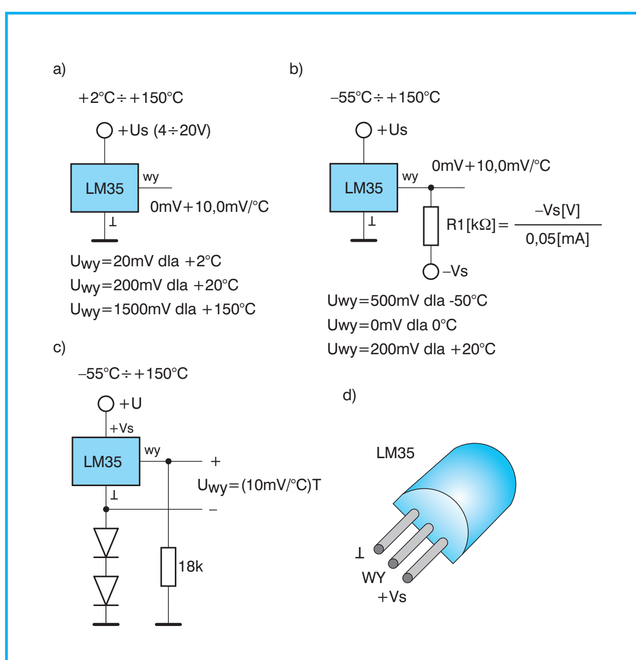
Elektroniczny pomiar temperatury wiąże się z kilkoma problemami, z których głównym jest samopodgrzewanie czujnika temperatury. Proszę zwrócić uwagę, że chcąc zmierzyć temperaturę przy pomocy rezystancyjnego czujnika platynowego, konieczny jest pomiar rezystancji, a ten opiera się na przepływie prądu przez czujnik. Prąd płynący przez czujnik powoduje wydzielenie się mocy na rezystancji drutu platynowego i podniesienie jego temperatury. Zatem wynik pomiaru będzie zafałszowany mocą traconą w elemencie pomiarowym. Dlatego też w układach tego typu należy dążyć do maksymalnego minimalizowania mocy traconej w czujniku. Dotyczy to wszystkich czujników (przetworników) temperatury. Błąd ten często można spotkać w opisach układów termometrów. Autor ostatnio publikowanego w Praktycznym Elektroniku artykułu o termometrze także

nie ustrzegł się tego klasycznego i zarazem elementarnego błędu.

Drugim problemem związanym z pomiarem temperatury są warunki w jakich znajduje się czujnik. Weźmy pod uwagę pokój mieszkalny. Na pierwszy rzut oka może wydawać się, że w pokoju panuje w miarę jednakowa temperatura. Nic bardziej błędnego. Temperatura przy samej podłodze jest najniższa (od tej reguły jest niewielki wyjątek), a pod sufitem najwyższa. Różnice mogą dochodzić nawet do 10°C!!! To samo dotyczy rozkładu temperatury w płaszczyźnie poziomej. Ściany zewnętrzne będą chłodniejsze lub cieplejsze i to o kilka stopni (chłodniejsze zimą, cieplejsze latem zwłaszcza gdy są to ściany na które od zewnątrz pada słońce). Ściany gdzie przebiegają obciążone przewody elektryczne (zasilanie pralki, kuchenki elektrycznej, żelazka itp.) będą z kolei cieplejsze o 1÷2°C. Tak samo ściany oświetlane przez słońce mogą być cieplejsze nawet o 5÷15°C. Pracujący telewizor, wzmacniacz, lub komputer także podnosi w swoim otoczeniu temperaturę o kilka stopni. Nawet podmuch powietrza z cieplejszego obszaru wywołany ruchem przechodzącej osoby może zafałszować pomiar. Sam czujnik powinien być umieszczony w pewnej odległości od elektronicznego układu pomiarowego, który także „produkuje" pewną ilość ciepła. Dotyczy to także termometrów zasilanych bateryjnie, pobierających minimalny prąd. Układy te często w celu oszczędzania energii przeprowadzają pomiar co kilka minut, będąc „uśpionymi" pomiędzy pomiarami. Pracujący układ ekspozycji wyniku na wyświetlaczu nie powoduje wzrostu temperatury. Natomiast jeżeli taki termometr, z wbudowanym do wnętrza czujnikiem temperatury przełączymy na pomiar ciągły, niektóre termometry posiadają taką opcję, wskazania wzrosną nawet o 0,5°C.

Oczywiście każdy z przedstawionych wyżej czynników wnosi niewielki wpływ na pomiar temperatury, ale kilka czynników razem może wprowadzać już dość znaczny błąd. Z tego też względu chcąc mieć w miarę dokładny i co najważniejsze powtarzalny pomiar temperatury należy bardzo starannie wybrać miejsce umieszczenia termometru (czujnika temperatury). Przy wyborze miejsca umieszczenia termometru (czujnika temperatury) należy kierować się kilkoma podstawowymi wskazówkami. Wysokość na której umieszcza się termometr powinna wynosić ok. 1,5 m nad podłogą. Termometr powinien obowiązkowo być umieszczony na ścianie wewnętrznej w miejscu do którego nie dociera bezpośrednie światło słoneczne z dala od źródeł ciepła. Miejsce to powinno być zaciszne i pozbawione gwałtownych ruchów powietrza. Można je znaleźć praktycznie w każdym pokoju mieszkalnym, należy tylko chwilę się zastanowić.

Z kolei czujnik zaokienny powinien być umieszczony na ścianie północnej budynku, w miejscu do którego nie dociera bezpośrednie światło słoneczne. Niestety bardzo często jest to niemożliwe. Czujnik należy także umieścić z dala od okien i innych otworów w ścianach najlepiej w odległości ok. 0,5 m od ściany budynku. Zimą przez okna i nieco mniej przez ściany przenika ciepło, które powoduje lokalny wzrost temperatury. O tym wpływie można przekonać się stawiając zimą samochód w odległości nawet 2 m od ściany budynku. Rano szyby w samochodzie od strony budynku będą czyste, a po drugiej stronie pokryją się szronem. Czujnik powinien także być osłonięty dodatkową obudową chroniącą przed podmuchami wiatru. Dodatkowo obudowa powinna umożliwiać swobodny przepływ powietrza.



Rys. 1 Podstawowe układy pracy czujników temperatury LM 35

Podczas pomiarów temperatury należy także pamiętać, że termometry i czujniki wykazują bezwładność cieplną. Oznacza to, że rozgrzany lub ochłodzony termometr potrzebuje nieco czasu na ustabilizowanie wskazań. W zależności od konstrukcji czas ten waha się od 1 min. do nawet 10 min. Na tym już zakończę uwagi o pomiarach temperatury i przejdę do opisu układu.

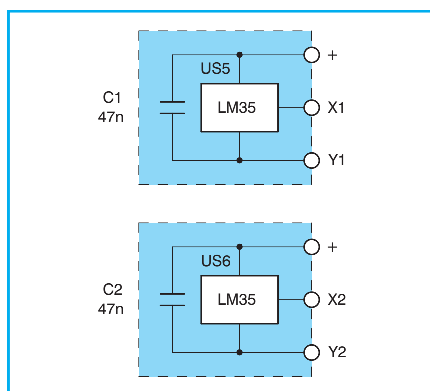
Opis układu

Jak już wcześniej wspomniałem elementem mierzącym temperaturę jest specjalny scalony przetwornik LM 35. Układ ten posiada trzy wyprowadzenia (rys. 1d). W podstawowej aplikacji (rys. 1a) układ umożliwia pomiar temperatur od +2°C do +150°C. Czułość układu wynosi 10 mV/°C. Oznacza to, że dla temperatury np. 3°C napięcie wyjściowe będzie miało wartość 30 mV, a dla temperatury 55°C – 550 mV. Jak widać stosowanie takiego czujnika jest niezwykle proste. Nie wymaga żadnych pomiarów, umieszczania czujnika w mieszaninie wody z lodem ani we wrzątku. Nie trzeba nawet mierzyć temperatury. Wystarczy tylko zmierzyć woltomierzem napięcie wyjściowe i ustawić wskazania na wyświetlaczu.

Drugą bardzo ważną zaletą czujnika jest bardzo szeroki zakres napięć zasilających od 4 do 20 V. Jak już wcześniej wspominałem producenci układu zatroszczyli się o mały pobór mocy, dzięki czemu uniknięto samopodgrzewania. Prąd pobierany przez czujnik w podstawowym układzie aplikacyjnym wynosi ok. 56 μA, czyli niezwykle mało.

W podstawowej aplikacji nie ma jednak możliwości pomiaru temperatur mniejszych od 2°C. Niezbędny do tego jest układ z rysunku 1b. W tym przypadku dolny zakres pomiarowy osiąga –55°C. Wadą tego rozwiązania jest konieczność stosowania ujemnego napięcia zasilającego. Nie stanowi to większego problemu w urządzeniach ze wzmacniaczami operacyjnymi, które z reguły są zasilane dwoma napięciami. Ujemnym temperaturom odpowiada ujemne napięcie wyjściowe np. dla –10°C napięcie na wyjściu wynosi –100 mV względem masy.

Na rysunku 1c przedstawiono prostszy układ pomiaru ujemnych temperatur



Rys. 2 Schemat podłączenia czujników temperatury

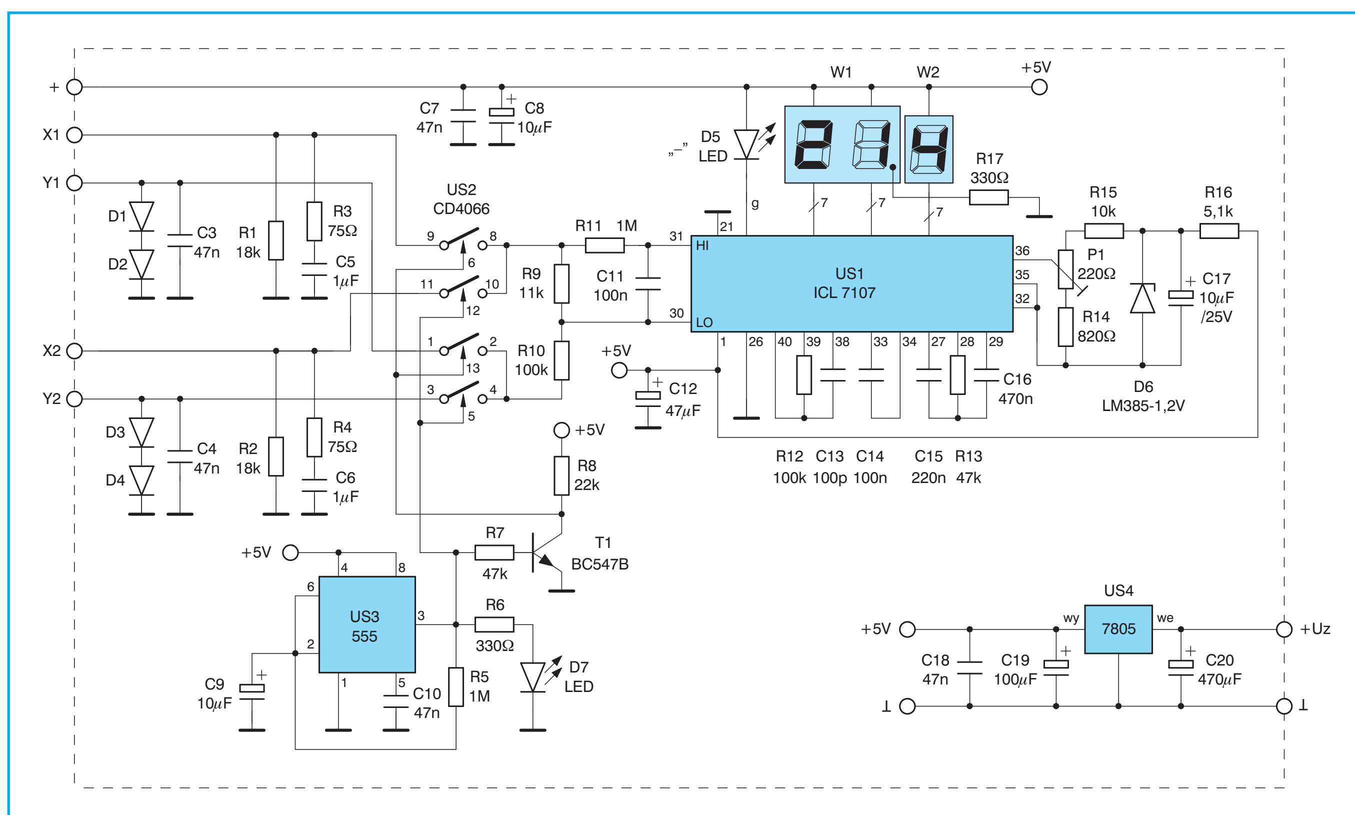
do którego wykorzystano jedno napięcie zasilające. Zakres pomiarowy, tak jak poprzednio obejmuje temperatury od –55°C do +150°C. Nie ulega także zmianie czułość która w dalszym ciągu posiada wartość 10 mV/°C. Prostota układu okupiona jest jednak koniecznością pomiaru różnicowego, czyli takiego który nie jest odniesiony do masy. W termometrze cyfrowym zastosowano właśnie ten układ pomiarowy, gdyż woltomierz cyfrowy posiada wejście różnicowe.

Na rysunku 3 zamieszczono schemat ideowy termometru cyfrowego. Termometr umożliwia równoczesny pomiar temperatury w dwóch różnych miejscach, z tym że wynik pomiaru wyświetlany jest naprzemiennie. Czujniki temperatury w układzie z rysunku 1c dołączone są do wejść X1, Y1 i X2 i Y2 oraz zasilania +5 V. Jak wcześniej wspominałem czujniki powinny być umieszczone w pewnej odległości od układów elektronicznych dlatego konieczne jest połączenie ich z termometrem przy pomocy przewodów ekranowanych. Producent zaleca w takim przypadku zastosowanie układu RC zapobiegającego wzbudzeniom. Funkcję tą spełniają elementy R3, C5 dla pierwszego czujnika i R4, C6 dla drugiego.

Różnicowy sygnał pomiaru doprowadzony jest następnie do układu kluczy analogowych US2. Klucze połączone są w dwie pary, w taki sposób, że na zmianę doprowadzają do dzielnika sygnał raz z pierwszego czujnika pomiarowego a raz z drugiego. Do wyjść kluczy dołączony jest dzielnik napięciowy R9, R10 o stopniu podziału ok. 10. Zatem na jego wyjściu otrzymuje się sygnał 1 mV/°C. Dokładność podziału nie ma żadnego znaczenia gdyż kalibracja przeprowadzana jest w dalszej części układu. Z dzielnika sygnał po przejściu przez filtr dolnoprzepustowy R11, C11 trafia do miliwoltomierza US1. Filtr ma za zadanie tłumienie zakłóceń zmiennoprądowych mogących przedostawać się do układu przez przewody łączące czujniki z termometrem.

Do naprzemiennego sterowania przełączaniem kluczy wykorzystano tajmer 555 w wersji CMOS US3. Układ generatora jest dość rzadko spotykanym rozwiązaniem, w którym uzyskuje się wypełnienie przebiegu wyjściowego równe 50%. Gdy na wyjściu tajmera 555 (nóżka 3 US3) występuje stan wysoki kondensator C9 ładowany jest prądem płynącym przez rezystor R5. Po naładowaniu kondensatora C9 do napięcia ok. 2/3 napięcia zasilania wyjście tajmera przechodzi w stan niski i kondensator zaczyna rozładowywać się przez rezystor R5, co trwa aż do osiągnięcia na kondensatorze napięcia ok. 1/3 napięcia zasilania. Wtedy tajmer ponownie zmienia stan wyjścia na wysoki. Włączenie jednego z czujników sygnalizowane jest zapaleniem się diody D7.

Napięcie pochodzące z czujników mierzone jest przez miliwoltomierz ICL 7107. Jest to klasyczna niemal aplikacja, w której układ zasilany jest pojedynczym napięciem. Rozwiązanie takie jest możliwe pod warunkiem, że napięcie wejściowe mierzone jest różnicowo a nie względem masy. W takim wypadku potencjał wejścia LO powinien być wyższy niż ok. 1,5 V co w tym rozwiązaniu jest spełnione. Czułość miliwoltomierza wynosi 100 μV, czyli taka zmiana napięcia wejściowego powoduje zmianę wskazań o 1 na najmniej znaczącej



Rys. 3 Schemat ideowy termometru

(ostatniej) cyfrze. Zatem termometr uzyskuje rozdzielczość 0,1°C. Do sygnalizacji temperatur ujemnych zastosowano diodę LED D5, zastępującą znak minus.

Jak już wcześniej wspomniałem dzielnik napięciowy nie musi być dokładny, gdyż wszelkie odstępstwa od stopnia podziału można skompensować poprzez regulację napięcia referencyjnego miliwoltomierza przy pomocy potencjometru P1. Pojedyncza regulacja jest wystarczająca z uwagi na fabryczne kalibrowanie czujników temperatury. Termometr zasilany jest z zasilacza stabilizowanego +5 V.

Montaż i uruchomienie

Układ termometru zamontowano na płytce drukowanej. Pragnę zwrócić uwagę na poprowadzenie ścieżek masy i zasilania w okolicach układu miliwoltomierza US1. Zagadnienie to jest bardzo istotne dla poprawnej pracy układu. Masa nie może tworzyć pętli którymi przepływa znaczny prąd wyświetlaczy. Dlatego też napięcie zasilające i masa są doprowadzone w pierwszej kolejności do nóżek 1 (plus zasilania) i 21 (masa układu) a dopiero z tych punktów ścieżki biegną do wejść sygnałowych połączonych z masą i do układu źródła napięcia referencyjnego. Odwrotna kolejność poprowadzenie zasilania i masy spowoduje zakłócenia w pracy miliwoltomierza, objawiające się niestabilnością wskazań w obrębie ostatniej cyfry.

Płytka termometru została zaprojektowana pod konkretną obudowę KM 35. Przed przystąpieniem do montażu elementów należy w spodniej części obudowy wyłamać pionowe przegrody przeznaczone na baterię. Następnie w płytce należy wywiercić cztery otwory o średnicy 4 mm w miejscach zakreskowanych ukośnie kółek. Tak przygotowana płytka powinna „wejść” już do dolnej części obudowy. Pozostaje teraz wymierzenie w pokrywce obudowy miejsca na otwór dla wyświetlacza. Po wycięciu otworu należy w otwór wkleić kawałek pleksiglasu w kolorze świecenia wyświetlaczy. Następnie w bocznych ściankach obudowy wykonuje się niewielkie otwory do przełożenia przewodów zasilających i przewodów z czujników temperatury.

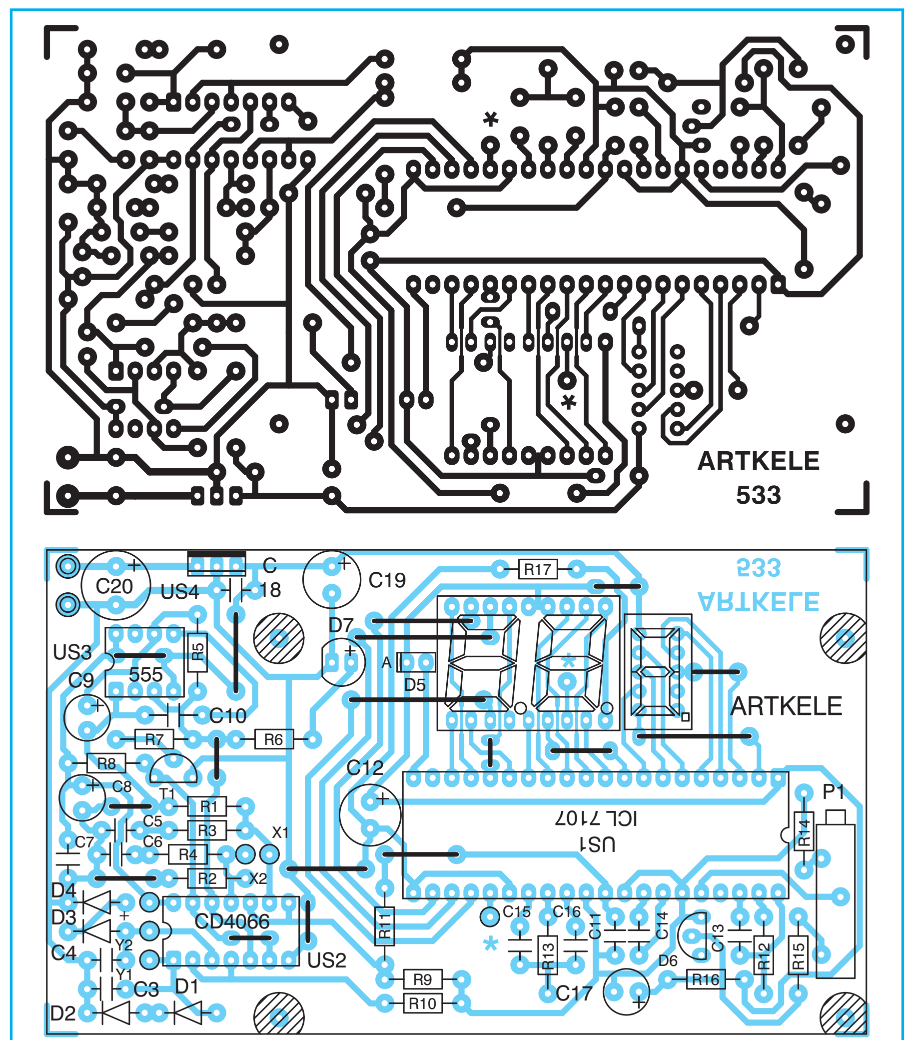
Teraz już można przystąpić do montażu elementów elektronicznych. Wyświetlacze montuje się nad płytką drukowaną za pośrednictwem sztywnych drucików (można do tego celu wykorzystać obcięte nóżki rezystorów). Górna płaszczyzna wyświetlaczy powinna znajdować się ok. 15 mm nad powierzchnią płytki drukowanej. Montaż wyświetlaczy należy rozpocząć od mniejszego pojedynczego wyświetlacza. Najpierw do wyświetlacza przylutowuje się druciki do czterech skrajnych nóżek, a następnie wyświetlacz wlutowuje się w płytkę. Teraz można już kolejno lutować pozostałe druciki. Potem w taki sam sposób lutuje się wyświetlacz podwójny. Na płytce drukowanej po stronie druku należy także połączyć ze sobą dwa pola lutownicze oznaczone gwiazdką.

Termometr można także wykonać w wersji z jednym czujnikiem temperatury. W takim przypadku zbędne są elementy: D3, D4, C4, R2, R4, C6, US2, US3, C9, C10, R5, R6, D7, R7, R8, T1. Konieczne jest natomiast zamontowanie dwóch zworek łączących otwory po nóżkach US2. Jedna zworka łączy ze sobą nóżki 8 i 9 a druga nóżki 1 i 2.

Do połączenia czujników z termometrem należy użyć podwójnego przewodu ekranowanego. Ekran przewodu łączy się z plusem zasilania przy czujniku i termometrze a żyły ekranowane z punktami X1 i Y1 (X2 i Y2). Na nóżki czujników temperatury należy nałożyć koszulki izolacyjne, zabezpieczające przed zwarciem. Natomiast na cały czujnik można naciągnąć termokurczliwą koszulkę którą delikatnie podgrzewa się zapaloną zapałką. Można także czujnik umieścić w niewielkiej plastikowej lub papierowej tulejce i zalać żywicą epoksydową uzyskując w ten sposób hermetyczność. Drugie rozwiązanie zalecane jest dla czujnika który zostanie umieszczony na zewnątrz budynku.

Do zasilania termometru można wykorzystać gotowy miniaturowy zasilacz niestabilizowany wkładany do gniazdka sieciowego o napięciu wyjściowym 8÷10 V.

Gdy wszystko jest gotowe i połączone ze sobą można włączyć napięcie zasilania. Regulacja polega na pomiarze napięcia wyjściowego jednego z czujników. Wystarczy zmierzyć napięcie pomiędzy punktami X1 i Y1 i potencjometrem P1 ustawić na



Rys. 4 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

wyświetlaczu taką samą wartość wskazań. Na przykład gdy napięcie będzie wynosiło 221 mV przy pomocy P1 na wyświetlaczu ustawia się wskazanie 22,1°C. Temperatura w jakiej znajduje się czujnik nie ma żadnego znaczenia. Dokładność pomiaru wynosi typowo ok. 0,2°C dla LM 35A i 0,4°C dla LM 35.

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
US1	– ICL 7107
US2	– CD 4066
US3	– LMC 555
US4	– LM 7805
US5, US6	– LM 35
T1	– BC 547B
D1÷D4	– 1N4148
D5	– LED
D6	– LM 358-1,2 V
Półprzewodniki cd.	
D7	– LED kolor dowolny
W1	– wyświetlacz podwójny WA
W2	– wyświetlacz pojedynczy WA
Rezystory	
R3, R4	– 75 Ω/0,125 W
R6, R17	– 330 Ω/0,125 W
R14	– 820 Ω/0,125 W
R16	– 5,1 kΩ/0,125 W
R15	– 10 kΩ/0,125 W
R9	– 11 kΩ/0,125 W
R1, R2	– 18 kΩ/0,125 W
R8	– 22 kΩ/0,125 W
R7, R13	– 47 kΩ/0,125 W
R10, R12	– 100 kΩ/0,125 W
R5, R11	– 1 MΩ/0,125 W
P1	– 220 Ω 10-obr.
Kondensatory	
C1÷C4, C7, C10, C18	– 47 nF/50 V ceramiczny
Kondensatory cd.	
C13	– 100 pF/50 V ceramiczny
C11, C14	– 100 nF/63 V MKSE-20
C15	– 220 nF/63 V MKSE-20
C16	– 470 nF/63 V MKSE-20
C5, C6	– 1 µF/63 V MKSE-20
C8, C9, C17	– 10 µF/25 V
C12	– 47 µF/16 V
C19	– 100 µF/16 V
C20	– 470 µF/16 V
Inne	
obudowa	– KM 33
płytka drukowana numer 533	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.
Cena: płytka numer 533 – 6,45 zł + koszty wysyłki.

◊ *Michał Sadowski*

Pomysły układowe zerowanie układów cyfrowych CMOS przy włączeniu zasilania

W wielu układach cyfrowych po włączeniu napięcia zasilającego konieczne jest wstępne ustawienie niektórych wartości zapisanych w licznikach, rejestrach lub przerzutnikach. Bez względu czy są to zera lub jedynki logiczne czynność tą nazywa się zerowaniem. Produkowane są specjalne układy zerujące wytwarzające impuls zerowania po włączeniu napięcia zasilającego. Generują one także impuls nawet w przypadku krótkotrwałego zaniku napięcia zasilającego. Ze względu na stosunkowo małą popularność układy te są dość drogie. Można jednak poradzić sobie bez specjalistycznych kości stosując rozwiązania przedstawione na rysunku 1.

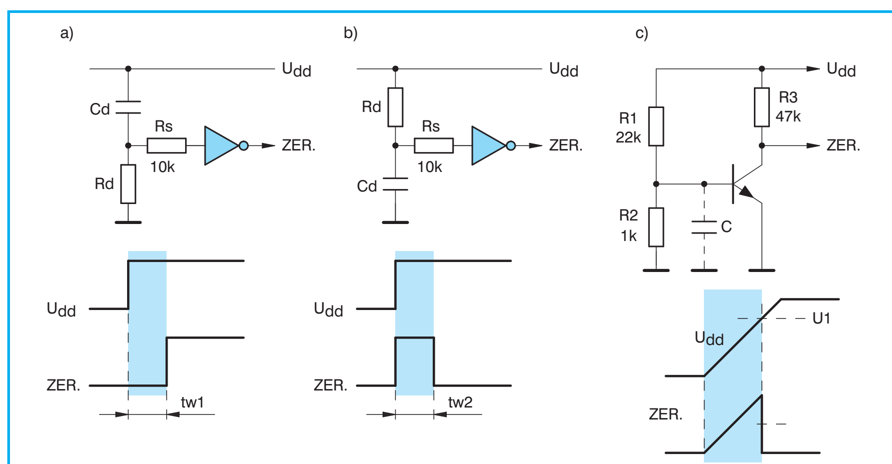
Pierwszy układ (rys. 1a) wytwarza ujemny impuls zerujący. Po włączeniu napięcia zasilającego Przez kondensator C_d płynie prąd ładowania. Prąd ten przepływa także przez rezystor R_d wytwarzając na nim spadek napięcia. Zatem na wejście negatora doprowadzone jest napięcie jedynki logicznej, czyli na wyjściu negatora otrzymuje się zero logiczne. Po naładowaniu się kondensatora C_d przepływ prądu zanika i wejście negatora zwarte jest przez rezystor R_d do masy. Tym samym na wyjściu negatora pojawia się stan wysoki.

Jeżeli zamieni się miejscami rezystor z kondensatorem, tak jak przedstawiono to na rys. 1b, otrzyma się układ generujący dodatnią szpilkę zerującą. Zasada działania jest identyczna jak poprzednio.

Tego typu układy można stosować wszędzie tam gdzie napięcie zasilające narasta stosunkowo szybko. Dotyczy to większości zasilaczy. Czas generowania szpilki zerującej zależy od stałej czasowej RC. Wartością wystarczającą jest kilka milisekund. Wartość rezystora R_d może wynosić ok. 100÷200 kΩ, a kondensatora 47÷470 nF.

Czasami spotyka się zasilacze z wolno narastającym napięciem wyjściowym (zasilacze z miękkim startem). W takim przypadku układy z rys. 1a 1b nie będą działały poprawnie. Impuls zerujący musi bowiem trwać aż do czasu kiedy napięcie zasilające osiągnie wartość U1 przy której układy cyfrowe zaczną działać poprawnie. Takie rozwiązanie układu zerującego przedstawiono na rysunku 1c. Czas trwania impulsu zerującego można ustalać dobierając odpowiednio stosunek rezystorów. Czas ten jest w ścisły sposób skorelowany (zależny) od czasu narostu napięcia. Wartości rezystorów takie jak podano na schemacie wystarczą dla większości zastosowań. Chcąc wydłużyć czas trwania impulsu zerującego można jeszcze dołączyć niewielki kondensator o pojemności ok. 100÷470 nF.

◊ *Redakcja*



Rys. 1 Układy zerowania generujące impuls zerujący po włączeniu napięcia zasilającego.

Przestrajanie zakresu UKF tunerów AS-952 i AS-946

Temat jak najbardziej aktualny o czym świadczą sygnały od Czytelników. Tym razem zajmiemy się przestrajaniem głowic UKF tunerów z syntezą częstotliwości. Trochę również o syntezie w odbiornikach UKF FM.

Synteza częstotliwości w tunerach

Zasadniczymi blokami syntezy częstotliwości są specjalizowany układ syntezy i mikrokomputer. W opisywanych tunerach jako układ syntezy wykorzystywany jest układ firmy Philips SAA 1057. Mikrokomputer natomiast to mikrokomputer jednoukładowy MAB 8049H. Jest on zaprogramowany fabrycznie pod potrzeby Diory i posiada dodatkowe oznaczenie A220.

Zadaniem układu syntezy jest wytworzenie napięcia strojenia na podstawie informacji z mikrokomputera i aktualnej wartości częstotliwości heterodyny. Częstotliwość heterodyny jest przesunięta względem częstotliwości odbieranego sygnału o częstotliwość pośrednią.

$$f_h = f_s + f_{p.cz.}$$

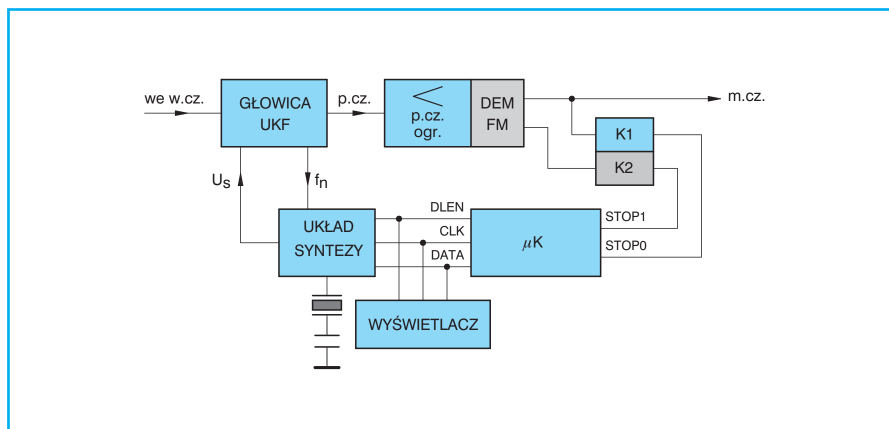
Nadmieniam, że właśnie częstotliwość heterodyny decyduje o częstotliwości odbieranego sygnału.

Układ syntezy działa na zasadzie PLL, czyli pętli sprzężenia fazowego. Zawiera w swoim wnętrzu detektor fazy, na którego wejścia podawane są dwa sygnały (dwie częstotliwości). Pierwsza to częstotliwość odniesienia uzyskiwana przez podział częstotliwości generatora stabilizowanego kwarcem (4 MHz). W tunerach diorowskich stosuje się stały podział 1:125 co zapewnia najmniejszy krok przestrajania na zakresie UKF 10 kHz (1 kHz dla AM). Druga to częstotliwość heterodyny po podziale przez dzielnik programowany ustawiany przez mikrokomputer do odbioru określonej stacji. Stopień podziału N określony jest następującym wzorem dla zakresu UKF:

$$N = 0{,}1 \cdot f_h$$

Sygnał wyjściowy detektora fazy to impulsy, których szerokość jest proporcjonalna do różnicy faz sygnałów wejściowych. Składowa stała wykorzystywana jest po wzmocnieniu jako napięcie strojenia. Napięcie strojenia przestraja heterodynę w takim kierunku aby uzyskać jednakowe fazy obu sygnałów wejściowych (jednakowe częstotliwości) na wejściu detektora fazy.

Współpracę poszczególnych bloków tunera ilustruje rysunek 1. Mikrokomputer oprócz programowania dzielnika układu syntezy wystawia sygnały do wyświetlacza cyfrowego. Wyświetlana jest prawidłowa częstotliwość odbierana f_s. Współpracuje on z klawiaturą i podtrzymywaną pamięcią RAM. W pamięci przechowywane są aktualne nastawy i zaprogramowane częstotliwości.



Rys. 1 Schemat blokowy tunera UKF FM z syntezą

Odbiór wybranej stacji jest możliwy przez zaprogramowanie jej częstotliwości za pomocą klawiatury. Inną możliwością jest przestrajanie w dół i górę zakresu ręczne, lub automatyczne. Przy przestrajaniu automatycznym wykorzystywane są dwa komparatory K1 i K2. Sygnały STOP 0 i STOP 1 uzyskiwane na ich wyjściach posiadają jednocześnie wartość logiczną 0 w zakresie 20 kHz dokładnego dostrojenia do stacji. Powodują one zatrzymanie automatycznego przestrajania.

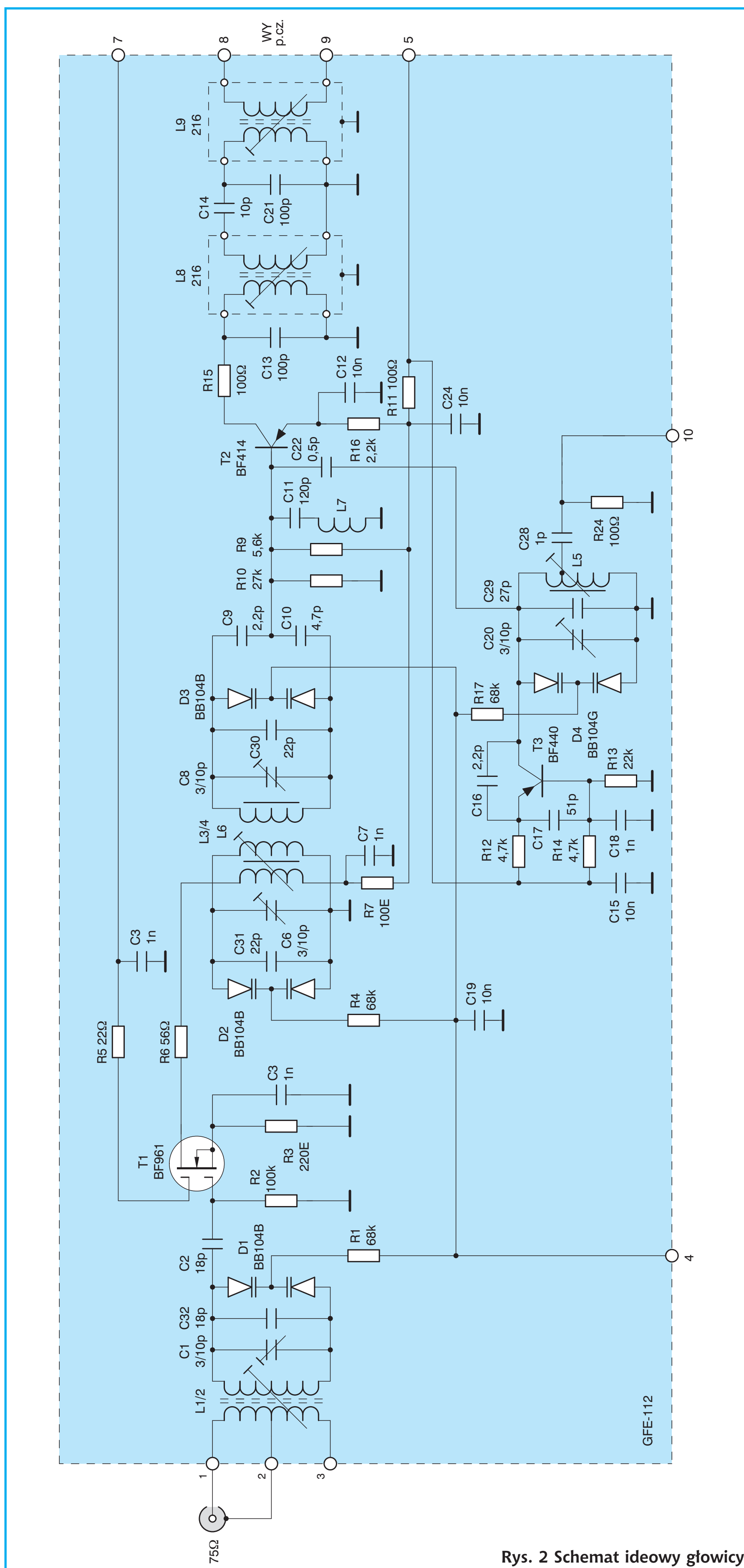
Opis głowicy GFE-112

Wykorzystuje dwubramkowy tranzystor MOSFET typu BF961 jako wzmacniacz w.cz. z automatyczną regulacją wzmocnienia (T1). Obwód wejściowy przestrajany jest podwójną diodą pojemnościową D1 (BB 104B). W obwodzie wyjściowym wzmacniacza w.cz. znajduje się dwuobwodowy filtr pasmowy co jest rozwiązaniem stosowanym jedynie w głowicach najwyższej klasy. Filtr jest przestrajany diodami D2 i D3. Dopasowanie filtru do wyjścia wzmacniacza w.cz (T1) realizuje sprzężenia transformatorowe L3/4.

Z dzielnika pojemnościowego C9, C10 sygnał podawany jest do bazy T2 (BF414) pełniącego rolę stopnia przemiany. Do bazy T2 przez kondensator C22 podawany jest także sygnał heterodyny. Połączenie C11, L7 pełni rolę eliminatora częstotliwości pośredniej (10,7 MHz). Sygnał pośredniej częstotliwości jest wydzielany w obwodzie kolektora T2 za pomocą dwuobwodowego filtru pasmowego L8 i L9 i podawany dalej na wejście wzmacniacza p.cz.

Heterodyna wykorzystuje tranzystor BF 440 (T3) pracujący w układzie ze wspólną bazą. Pracuje ona jako generator Colpittsa. Do przestrajania heterodyny wykorzystana jest dioda pojemnościowa D4 (BB 104G). Z odczepu cewki obwodu heterodyny L5 pobierane jest napięcie o częstotliwości f_h wykorzystywane przez układ syntezy. Napięcie to pobierane jest przez separujący kondensator C28. Rezystor R24 normalizuje wpływ elementów zewnętrznych.

Wykorzystanie tranzystorów p-n-p w mieszaczu i heterodynie pozwala na korzystniejsze zasilanie i podłącze-



Rys. 2 Schemat ideowy głowicy

nie obwodów wyjściowych tych stopni bezpośrednio do masy. Poprawia to stabilność pracy jak i zmniejsza promieniowanie napięcia heterodyny i p.cz. przez głowicę.

Głowica zasilana jest napięciem +15 V podawanym na wyprowadzenie 5 przez klucz tranzystorowy. Do wyprowadzenia 7 podawane jest napięcie automatycznej regulacji wzmocnienia mieszczące się w zakresie od 0 do 5 V (zależnie od poziomu sygnału wejściowego). Napięcie strojenia doprowadzane jest do wyprowadzenia 4. Zgodnie z zaleceniami fabrycznymi powinno się ono zawierać w zakresie od 3 do 25 V.

Przestrajanie głowicy

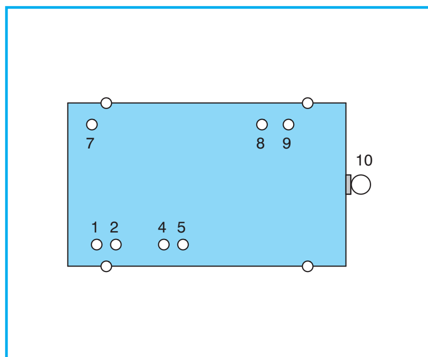
Przechodzimy do sedna sprawy. Z uwagi na precyzyjne wykonanie i skomplikowaną budowę głowicy GFE-112 nie zalecam przestrajania osobom o małym doświadczeniu w tej dziedzinie. Proponuję skorzystać z pomocy bardziej doświadczonego kolegi.

Niezbędny będzie demontaż głowicy z tunera. Przed tym należy upewnić się o jego sprawności. Powinien być słyszalny w głośnikach szum (po wyłączeniu wyciszania) lub odbiór stacji, która jeszcze nadaje na starym zakresie. Przed zdjęciem obudowy obowiązkowo wyjąć wtyczkę z gniazda sieciowego. Wprawdzie wnętrze nowszych tunerów jest dobrze zabezpieczone przed przypadkowym porażeniem, ale lepiej się zabezpieczyć dodatkowo. Po zdjęciu obudowy zlokalizować głowicę, odlutować wyprowadzenia od płytki drukowanej i ekranu, a następnie wyjąć głowicę.

Dla lepszej orientacji we wnętrzu zamieszczamy rysunek rozmieszczenia elementów.

Wymontować kondensatory C29, C30, C31, C32. Wymontować cewkę L5 po odlutowaniu od niej kondensatora C28. Z obu końców tej cewki odwinąć po 0,5 zwoju. Ewentualnie odwinąć jeden zwój z jednej strony, ale wtedy należy przesunąć odczep dla zachowania początkowych proporcji jego położenia. Zamontować cewkę L5 i dolutować kondensator C28 do jej odczepu. Po tych operacjach ponownie zamontować głowicę na płytce tunera.

Teraz trzeba „poinformować” mikrokomputer o zamiarze odbierania częstotliwości z zakresu 87,5 do 108 MHz.



Rys. 3 Wyprowadzenia głowicy (widok od spodu)

W tym celu trzeba odciąć nóżkę 6 układu IC106 (MAB 8049H) od masy i nóżki 7. Układ ten znajduje się na płytce głównej tunera. Nóżkę 7 należy ponownie podłączyć do masy (odciętej). Nóżkę 6 podłączyć do +5 V, np. do nóżki 1 tego samego układu scalonego.

Dla pełni szczęścia powinno się jeszcze zamontować dodatkowy wyświetlacz do wyświetlania 1 przy odbiorze stacji o częstotliwościach większych od 100 MHz. Miejsce na wyświetlacz przewidziano na płytce sterowania przymocowanej do panelu przedniego. Powinien to być wyświetlacz typu LTS5811G (kolor zielony). Zastosowanie innego wyświetlacza (ze wspólną anodą) może wymagać dostosowania płytki. Dla umożliwienia pracy wyświetlacza zamontować rezystory R316 i R317 (220 Ω).Opis zamontowania wyświetlacza można znaleźć w PE nr 11/94 znajdującym, się na płycie CD-PE1

Po sprawdzeniu poprawności wykonania nowych połączeń przystępujemy do właściwego strojenia. Rozpoczynamy od strojenia heterodyny. Efektem będzie ustalenie zakresu odbieranych częstotliwości. Nie jest do tego potrzebny generator sygnałowy.

Tak naprawdę zakres odbieranych częstotliwości jest określony przez mikrokomputer. Elementami dostrojczymi heterodyny należy stroić, aby zakres napięć strojenia mieścił się w zakładanym przedziale. Napięcie strojenia mierzymy multimetrem podłączonym do punktu K10 na płytce głównej (względem masy). Przy częstotliwości sygnału wejściowego 87,5 MHz (ustawionej na wyświetlaczu, regulując rdzeniem cewki L5 uzyskać napięcie 3 V. Po ustawieniu częstotliwości 108 MHz regulować trymerem C20 aby uzyskać napięcie strojenia z zakresu 25 do 28 V. Operacje te powtórzyć kilkakrotnie ponieważ regulacje te wpływają na siebie.

Jeśli strojenie L5 i C20 nie daje zmiany napięć, świadczy to o zbyt niskim lub braku napięcia heterodyny na wejściu układu syntezy (przy założeniu poprawności napięcia 33 V na wyprowadzeniu 7 układu syntezy IC105). Sprawdzić połączenie i elementy, ewentualnie podnieść położenie odczepu na cewce L5.

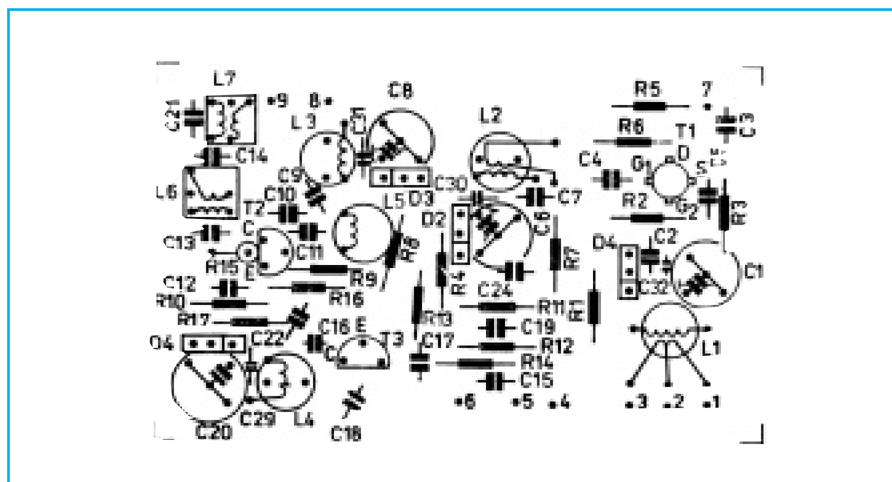
Po ustaleniu zakresu napięć strojenia przystępujemy do strojenia obwodu wejściowego (L2, C1) i wzmacniacza w.cz. (L4, C6, L6 C8). Teraz może być pomocny generator w.cz., chociaż z powodzeniem wystarczy dokładne dostrojenie do stacji o częstotliwościach zbliżonych do 87,5 MHz i 108 MHz. Na częstotliwości dolnej stroimy wymienionymi wyżej indukcyjnościami. Na częstotliwości górnej stroimy trymerami. W obu przypadkach stroimy na maksimum sygnału wyjściowego. Kryterium może być w ostateczności słuch.

Wielkość sygnału można ocenić przez pomiar multimetrem napięcia ARW np. na kolektorze tranzystora T104 lub w punkcie K7. Napięcie na kolektorze T104 maleje ze wzrostem sygnału, natomiast napięcie w punkcie K7 rośnie ze wzrostem sygnału (w miarę dostrajania). Strojenie to powinno być przeprowadzane przy jak najmniejszym sygnale wejściowym i przy wyłączonym wyciszaniu. Należy je powtórzyć kilkakrotnie dla uzyskania dobrych wyników.

Zwykle niezbędne jest wykręcanie rdzeni cewek. Jeśli okaże się konieczne wykręcenie całkowite rdzenia, wtedy niezbędne jest zmniejszenie indukcyjności cewki przez rozciągnięcie zwojów lub odwinięcie górnego końca cewki (srebrzanka).

Na zakończenie sprawdzić odbiór innych stacji oraz działanie wyciszania i dekodera stereo. Teraz możemy założyć obudowę i w poczuciu zadowolenia z dobrze wykonanej pracy posłuchać ulubionej stacji.

◊ ***R.K.***



Rys. 4 Rozmieszczenie elementów głowicy

Pierwsza płyta CD-PE1 Praktycznego Elektronika

Pierwsza płyta CD-PE1 Wydawnictwa ARTKELE zawierająca ponad 2000 stron z 65 archiwalnych numerów PE z lat 1992÷1997 zapisanych w formacie Portable Document File (PDF). Tego jeszcze nie było !!!

Olbrzymie kompendium wiedzy w zakresie praktycznych zastosowań elektroniki. Opisy, aplikacje, urządzenia, nietypowe rozwiązania, jeden styl.

Na płycie CD-ROM znajduje się również baza artykułów PE (w formacie html) oraz wiele programów i narzędzi użytecznych w pracowni elektronika.

Oto jakie min. programy znajdziecie na płycie CD-PE:

– Protel 99 Second Edition (nowość !!!)
– Protel Manuals
– Protel 99
– Protel 99 Service Pack 1
– Protel Power Tool Pack 99
– PSpice ver. 8.0
– EDWin ver. 1.6
– LabWindows®/CVI™
– LabWindows Manuals
– Topanga SchematicMaker
– PADS ver. 4.09
– WinLog ver. 1.0
– CircuitMaker ver. 2.5
– WinDraft Schematic Capture
– WinBoard PCB Layout
– TinyCAD
– PCB Developer's Individual Assistant
– FaiSyn Automatic Filter Synthesizer ver. 2.2
– AIM-Spice
– ISISch
– AresPCB
– EMCFiltr
– Qcad
– Scooter-PCB
– Oscilloscope for Windows ver. 2.51
– Easytrax 2.06
– AT90S (AVR) Family Assembler and Simulator ver. 1.21
– AVR Studio version 1.45
– Microchip MPLAB ver. 4.00
– CCS PIC C compiler
– Internet Explorer 5.0 PL
– Adobe Acrobat 4.0

oraz wiele, wiele innych

Wszystkie programy w wersjach: freeware, shareware, trial, eval lub demo.

Płyty można zamawiać na kartach pocztowych, faksem lub e-mailem. Cena płyty CD-PE jest równa 30 zł + koszty wysyłki.

Chcąc obniżyć koszty zakupu płyty o 10% należy zamówienie składać na kuponie prenumeraty wpłacając na konto Wydawnictwa ARTKELE kwotę 34,00 zł (kwota ta pokrywa koszt płyty i wysyłki). Na kuponie należy w tym przypadku postawić krzyżyk w kratce z napisem CD-PE1. Równocześnie na tym samym kuponie można zamówić prenumeratę na kolejne kwartały roku 2000. Nie przyjmujemy już zamówień prenumeraty na pierwszy kwartał br.



Odcinek dla poczty

zł...................... gr........................

.... groszy
słownie złotych jak wyżej

....
imię i nazwisko (firma)

....
ulica / numer domu

☐☐-☐☐☐
kod pocztowy

....
miejscowość (poczta)

na rachunek:

A R T K E L E
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik

Pobrano opłatę

zł.......... gr............

....
podpis przyjmującego

Odcinek dla posiadacza rachunku

zł...................... gr........................

.... groszy
słownie złotych jak wyżej

....
imię i nazwisko (firma)

....
ulica / numer domu

☐☐-☐☐☐
kod pocztowy

....
miejscowość (poczta)

na rachunek:

A R T K E L E
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik

Pobrano opłatę

zł.......... gr............

....
podpis przyjmującego

Odcinek dla wpłacającego

zł...................... gr........................

.... groszy
słownie złotych jak wyżej

....
imię i nazwisko (firma)

....
ulica / numer domu

☐☐-☐☐☐
kod pocztowy

....
miejscowość (poczta)

na rachunek:

A R T K E L E
ul. Jaskółcza 2/5
65-001 Zielona Góra

WBK S.A. II O/Zielona Góra
10901636-102847-128-0100-01

Datownik

Pobrano opłatę

zł.......... gr............

....
podpis przyjmującego

Imię | Nazwisko

ul./os. | Ulica (miejscowość, wieś) | Numer domu / posesji

Kod pocztowy | Poczta (miejscowość)

Wszystkie dane personalne wpisać literami drukowanymi

Wytnij i naklej na kartę pocztową (wysyłka karty pocztowej kosztuje mniej niż wysyłka listu, a nam ułatwia pracę).

Płytki

Numer — Ilość

szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.
szt.

Czasopisma

Numer/rocznik — Ilość

/ szt.
/ szt.
/ szt.
/ szt.
/ szt.
/ szt.

Kserokopie

Numer płytki

W przypadku zamawiania kserokopii artykułów prosimy o podanie numeru płytki drukowanej zamieszczonej w tym artykule. Jeżeli w artykule występują dwie płytki należy podać tylko numer jednej z nich.
W rubryce UWAGI można wpisywać:
– nazwy programów, zamawianych układów,
– oznaczenia obudów, folii, zestawów itp.

Uwagi:...
....
....

Wykaz dostępnych numerów archiwalnych:

3/1992, 8,11,12/95, 3,4,6,8÷10,12/1996, 1÷4,7,9÷11/1997, 2,4,5/1998 (wszystkie w cenie 3,00 zł),

2÷6,8/1999 (wszystkie w cenie 3,60 zł)

9,11,12/1999, 1÷4/2000 (wszystkie w cenie 4,40 zł)

Ten kupon można wyciąć i wysłać faksem: fax (całą dobę) (068) 324-71-03.

Zamawiam prenumeratę:

praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty, lub zamówienie płyty CD-PE1 zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1 34,00 zł	III kwartał 2000r. 14,40 zł	IV kwartał 2000r. 14,40 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 4,80 zł, cena CD-PE1 z kosztami wysyłki – 34,00 zł

Prenumerata to: bezpośrednie do odmu, niezawodne i terminowe dostawy Praktycznego Elektronika

Pamiętaj! Pomyśl o tym już dziś!

kupon ważny do 20.06.2000r.

Zamawiam prenumeratę:

praktyczny Elektronik

wybrany okres prenumeraty, lub zamówienie płyty CD-PE1 zaznaczyć krzyżykiem

Płyta CD-PE1 34,00 zł	III kwartał 2000r. 14,40 zł	IV kwartał 2000r. 14,40 zł

Cena 1 egzemplarza wraz z kosztami wysyłki – 4,80 zł, cena CD-PE1 z kosztami wysyłki – 34,00 zł

Prenumerata to: bezpośrednie do odmu, niezawodne i terminowe dostawy Praktycznego Elektronika

Pamiętaj! Pomyśl o tym już dziś!

kupon ważny do 20.06.2000r.

Katalog Praktycznego Elektronika
Stabilizatory LM 78XX i LM 79XX

Tabela 1 – Parametry maksymalne

Symbol	Parametr	Wartość
V_I	Maksymalne napięcie wejściowe: wersje 5÷18 V wersje 24 V	 35 V 40 V
P_D	Moc strat	Wewnętrznie ograniczona
Rth_{j-a}	Rezystancja termiczna złącze-otoczenie	65°C/W
Rth_{j-c}	Rezystancja termiczna złącze-obudowa	5°C/W
T_{STG}	Temperatura przechowywania	–65÷+150°C
T_j	Maksymalna temperatura złącza	+150°C

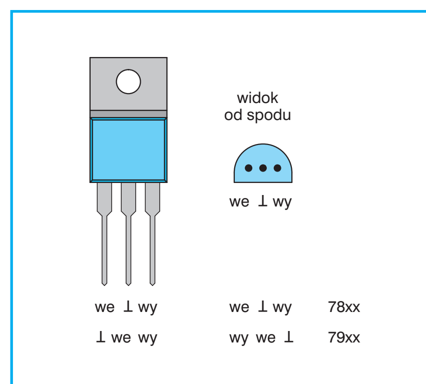
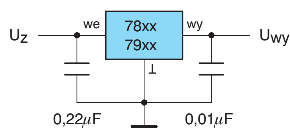
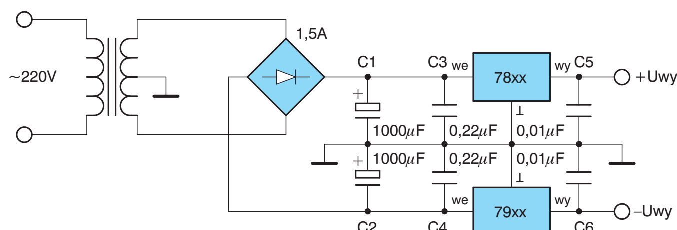
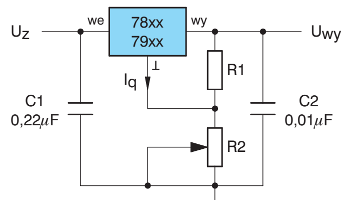


Tabela 2 – Parametry charakterystyczne T_{amb}=25°C)

Parametr	Warunki pomiaru	Min.	Typ.	Max.	Jednostka
V_o Napięcie wyjściowe	7805, 7905 U_{we}=10 V	4,8	5,0	5,2	V
	7806, 7906 U_{we}=11 V	5,75	6,0	6,25	V
	7808, 7908 U_{we}=14 V	7,7	8,0	8,3	V
	7809, 7909 U_{we}=15 V	8,65	9,0	9,35	V
	7812, 7912 U_{we}=19 V	11,5	12,0	12,5	V
	7815, 7915 U_{we}=23 V	14,4	15,0	15,6	V
	7818, 7918 U_{we}=27 V	17,3	18,0	18,7	V
	7824, 7924 U_{we}=33 V	23,0	24,0	25,0	V
I_q Prąd spoczynkowy	T_j=25°C		3,3	8,0	mA
RR Tłumienie tętnień zasilania	U_{we} jak wyżej		68		dB
V_I–V_o Minimalna różnica napięć wejście wyjście	I_o=1 A, T_j=25°C		2		Vdc
LR Współczynnik stabilizacji od zmian prądu wyjściowego, T_j=25°C	5,0 mA<I_o<1,5 A				
	7805, 7905		1,3	100	mV
	7806, 7906		1,3	120	mV
	7808, 7908		1,4	160	mV
	7809, 7909		1,5	200	mV
	7812, 7912		1,6	240	mV
	7815, 7915		1,8	300	mV
	7818, 7918		2,0	360	mV
	7824, 7924		2,1	480	mV
IR Współczynnik stabilizacji od zmian napięcia wejściowego, T_j=25°C	7,0 V<V_{IN}<25 V – 7805,7905		5,0	100	mV
	8,0 V<V_{IN}<25 V – 7806,7906		5,5	120	mV
	10,5 V<V_{IN}<25 V – 7808,7908		6,0	160	mV
	11,5 V<V_{IN}<26 V – 7809,7909		6,5	180	mV
	14,5 V<V_{IN}<30 V – 7812,7912		7,5	240	mV
	17,5 V<V_{IN}<30 V – 7815,7915		8,5	300	mV
	21 V<V_{IN}<33 V – 7818,7918		9,5	360	mV
	27 V<V_{IN}<38 V – 7824,7924		11,5	480	mV
V_N Wyjściowe napięcie szumów	T_A=25°C, 10 Hz<f<100 kHz		10		μ/V_o
R_o Rezystancja wyjściowa	f=1 kHz	0,9		1,4	mΩ
I_{SC} Prąd zwarcia	T_A=25°C, V_{IN}=V_{max}		0,2		A
I_{max} Szczytowy prąd wyjściowy	T_j=25°C		2,2		A
TCV_o Temperaturowy współczynnik Napięcia wyjsciowego	7805, 7806, 7905, 7906, 7808, 7908	–0,3		–0,4	mV/°C
	pozostałe	–0,5		–2,0	mV/°C



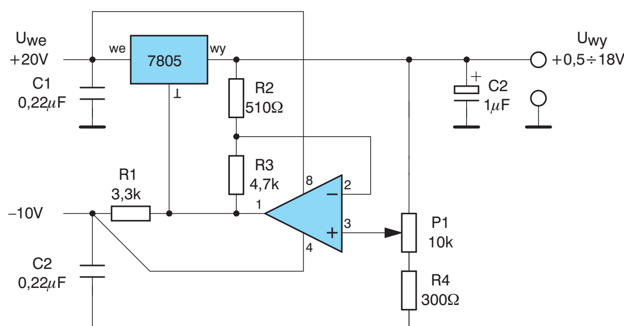


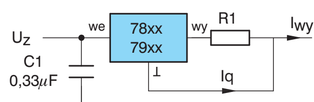


$$U_{wy}=xx[V]+\left(\frac{xx[V]}{R1[k\Omega]}+I_q[mA]\right)\cdot R2[k\Omega]$$

xx – napięcie nominalne stabilizatora

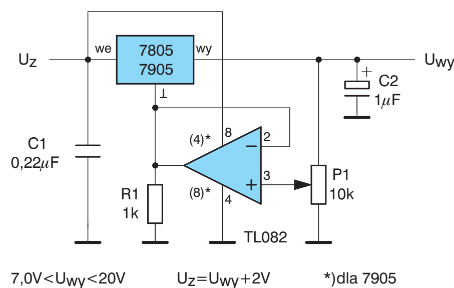
$$\frac{xx[V]}{R1[k\Omega]}>I_q[mA]$$

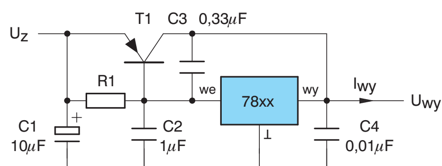




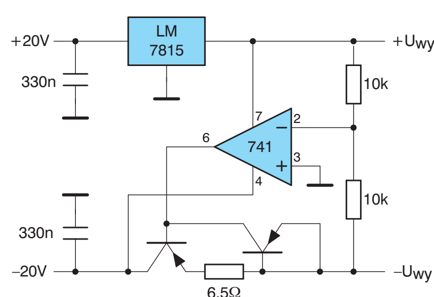
$$I_{wy}[mA]=\frac{xx[V]}{R1[k\Omega]}+I_q[mA]$$

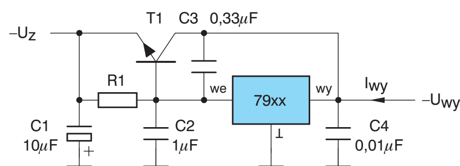
xx – napięcie nominalne stabilizatora



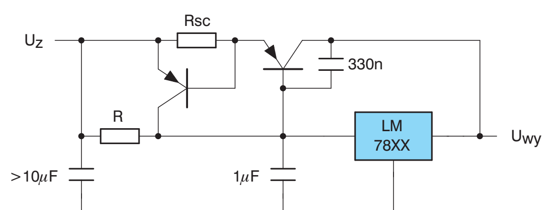


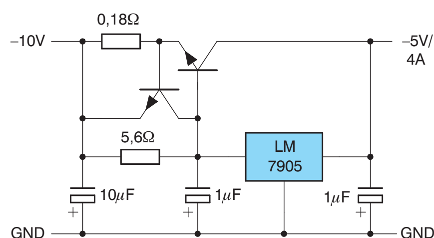
$$R1[\Omega]=\frac{0{,}7V}{I_{wy\,max}[mA]}$$





$$R1[\Omega]=\frac{0{,}7V}{I_{wy\,max}[mA]}$$





GIEŁDA PE

SPRZEDAM

!TANIO schematy stroboskopu 15zł, podsłuchu 13zł; inne mam. Rafał Słomkowski ul. Armii Krajowej 2/14M. Tel.052 355-20-89, 88-100 Inowrocław
AMIGĘ 1200 cena 400 zł. Korektor audio video AVK 301 cena 100 zł, mikser-generator efektów Panasonic WJ AVE3 cena 900 zł. Częstochowa tel. 36-35-297
DEKODERY PAL SECAM na TDA4555: Jowisz zamienne za MD2007/MD2008 - od 22 zł/kpl. i Helios zam. Za MD2021 - od 20 zł/szt. Więcej=taniej!!! Oferty, info: kop. + znaczek. Grzegorz Zubrzycki, ul. Zgierska 110/120 m. 211, 91-303 Łódź (042) 654 40 98.
DWIE lampowe końcówki mocy po 100 W, AMIGĘ 1200T+literaturę. Rezygnuję z elektroniki i sprzedam wszystko co mam. Tel. 0632431617 lub 0601196281, krzyantk@poczta.wp.pl.
DWIE płytki o wym. 10x4 cm z otworami do syntezy 2 M wraz ze schematami i opisem pasujące do FM 3011, ZEW, za 20 zł tel. 052 5540222
EE96-97, Edw96-97-tester trafopowielaczy-programator-E i EEPROM. Katalog półprz. i zamienników i poradnik napraw RTV na PC-TECHNOLOGIE Radio-GSM-Code-Lampy-Schematy 0426595565, 0601995365.
FABRYCZNIE nowe - stacja lutownicza MBT201AE z przystawkami, oscyloskop-FLUKE-PM97, tranzystory mocy, radiatory - al. Duży upust. Tel. 067 2131223

INTERESUJESZ się komputerami i samochodami? Zamów katalog. Cena katalogu 2,50 zł. Proszę o znaczek na kopertę.
FALOWNIKI od 180W do 2,5kW do regulacji prędkości obrotowej silników asyn. Wysyłam ofertę. Cena 2,2kW = 1.150 zł brutto. Jerzy Krupiński 58-100 Świdnica, Łokietka 31/3, 074 852-92-57
GENERATOR obrazu kontrolnego GTV19. Obraz kontrolny jak w TVP. Tła-RGB, biel, czerń. Wyjścia-AV, RGB, RF. Fonia-DK/BG. Wymiary: 185x55x25 mm. Zadzwoń-wyślę dokładne dane. (034) 3577834; 3577255
KIT K-3501, przetwornica napięcia 12/24V na 220V. Moc max 300W, c. 140zł. Wielowejściowy przełącznik audio i video - 50 zł. Miniaturowe radio stereo strojone 2 przyciskami na TDA 7088T c. 50 zł. Mirosław Mucha, Szczekarków 94, 21 100 Lubartów.
KONDENSATORY wysokonapięciowe K15Y 1, 5PFD04, 7NF do 21 kV MBGO od 25 mF do 30 mF. Potencjometry drutowe, rezystory mocy. Oscyloskop - Tektronix-2x100MHz. (061) 878 81 52
KONSOLĘ PlayStation, 10 gier, joystick, kable: RGB i chinch, stan bardzo dobry. Dodatkowo do kompletu karta pamięci. Cena 395 zł lub do uzgodnienia. Tel. (018) 264 61 59.
KOŃCÓWKI mocy AUDIO-MOS 100÷300W, małe płytki (SMD) uruchomione. Również zasilacz oraz filtr aktywne dla subwoofera i kolumn gł. Niedrogo!!!. Arek, tel. 0601 74-05-07
LAMPY GU81, GU29, diody, tyrystory mocy, przyrządy do badania, parowania lamp, transformatory sieciowe do wzamcniaczy lampowych tel (041) 369 21 49
NOTEBOOKA PIII 600MH MAT. 14,1'' AKT GURAM HDD6GB karta graf. AGP 8MB+AKC3D+wyj. TV CDx24 FDD kart. Muz. Mic 2xPCMCIA 2xUSB podcz. Akum. Zasil. Torba sk. Nowa cena 7.500 zł. Tel 0603 341 338
OBROTOMIERZ analogowy (PE 4/96) zmontowany i uruchomiony. Cena 30 zł+wysyłka oraz układ A240D 120 szt.-cena do ustalenia tel. (042) 6325727 po 18.00. Arek
PŁYTKI z demontażu RTV, PC części luzem z powodu likwidacji zakładu tanio w paczkach tel(095) 729 68 58, 0604 774 394
PE-2,4,10/96; 12/97; 3÷6,8,12/98; 2,7÷9/99 EN-3/99 ŚR 3,9,11,12/96, 2,3,5÷12/97, 1÷4,6÷9/98, 2,9,11,12/99 AV-9,10,12/98, 1,9,11/99, 2/00 Hi-Fi - 10,12/98 1,2,6÷12/99 MT-3,6,9,10/99. Krzysztof Dachtera, ul. Słoneczna 25, 64-800 Chodzież 1.

PILNIE Magnetowid stereo i wzmacniacz 4x100 W z matrycą Pro Logic plus, końcówkę do subwoofera aktywnego, sprawdzone w zestawy kina domowego. Informacje tel. 052-35-39-521. Po 18.00
PROFESJONALNE urządzenia w.cz. -nadajniki, filtry, czujniki częstotliwości wobuloskopem do 1250 MHz oraz lasery niewidzialne do ochrony terenów - zasięg do 599 m. Wojciech Samoraj, ul. Konopnickiej 3/2, 06-500 Mława, tel 023 654-32-38
PROFESJONALNE wykrywacze metali z rozróżnianiem typu PI,VLF,BFO, przystawka zmieniająca telewizor w wielokanałowy oscyloskop, mini-nadajnik UKF-FM, radiotelefon CB, generator AM-FM itp. Wiktor Przybysz, ul. Nad Łomnicą 22/5, 58-540 Karpacz.
Profesjonalne WYKRYWACZE METALIRÓŻNYCH TYPÓW, ROZRÓŻNIAJĄ METALE, mininadajniki UKF-FM, przystawka zmieniająca OTVC w wielokanałowy oscyloskop, radiotelefony CB. Info koperta zwrotna. Wiktor Przybysz, ul. Nad Łomnicą 22/5, 58-540 Karpacz.
PROGRAMY Oscyloskop i Spice dla Amigi (każdy model) blight@c64.org
RADIOSTACJE czołgowe, kwarce, lampy GU-50, GU-80. Radmor FM3001 do przestrojenia. Możliwość wymiany. Paweł Stężały, ul. Trwała 3/2, 53-335 Wrocław. 0604161204.
SCHEMATY modyfikatorów dźwieku do gitar i innych instrumentów muzycznych. Informacja po przesłaniu koperty i znaczka. Dopisek - „Schematy". Dariusz Lewandowski, skr. Poczt. 5, 20-950 Lublin 1
URZĄDZENIE z opisem, które reaguje na zbliżenie się osoby i włączenie. Np. żarówki 100W/220V. Za-

UWAGA!!! Tanie ogłoszenia ramkowe w rubryce Giełda PE!!!

Ogłoszenia mogą mieć typową szerokość jednej szpalty tzn. 56 mm, ich wysokość ogranicza jedynie wysokość strony. Minimalna wysokość ramki to 1 cm. Cena ogłoszenia ramkowego wynosi 20 zł + 22% podatku VAT za każdy rozpoczęty centymetr wysokości. Oferta skierowana jest do osób fizycznych i firm zamieszczające ogłoszenia w celach zarobkowych.
Materiał reklamowy może być dostarczany w formie elektronicznej lub projektu graficznego na papierze. Materiały można dostarczać pocztą na dyskietkach 3,5'' (1,44 MB), wraz z wydrukiem próbnym reklamy. Pliki o rozmiarach nie przekraczających 500 kB (po skompresowaniu archiwizerem pkzip, arj lub rar) można dostarczyć pocztą elektroniczną na adres reklama@pe.com.pl. Należność za płatne ogłoszenia ramkowe może być uregulowana przelewem na konto: WBK S.A. II/O Zielona Góra nr 10901636-102847-128-00-0 lub przekazem na adres redakcji.

Giełda PE

Kupon zamówienia na płatne ogłoszenie ramkowe w rubryce giełda PE

Numer NIP: ....

Oświadczam, że Nasza firma jest upoważniona do otrzymywania i wystawiania faktur VAT.
Upoważniamy firmę ARTKELE Wydawnictwo Techniczne do wystawiania faktur VAT bez naszego podpisu.

Zamawiam płatne ogłoszenie ramkowe o wysokości: ....cm, w numerach: ....PE

pieczęć firmy z nazwą i adresem

....
Czytelny podpis zamawiającego

Giełda PE

Bezpłatne ogłoszenia drobne wyłącznie dla osób fizycznych

Zaznacz rubrykę w której ma zostać zamieszczone ogłoszenie

☐ Sprzedam ☐ Poszukuję
☐ Kupię ☐ Zamienię ☐ Inne

Kupon ważny do 20.07.2000

Kupony prosimy przesyłać w kopercie z dopiskiem GIEŁDA PE

sięg minimum 5m. Mile widziana płytka z opisem montażu - sprawdzona w działaniu. 056 676 14 07, prosić Romana.
SKANER COMTEL 212, sterownik rotora antenowego SWR-45-450MHz. Zbigniew Głowik, ul. Poprzeczna 15/12, 62-005 Owińska, (061) 8126783
WSKAŹNIKI laserowe 5mW 1 szt - 30 zł, 5 szt.-135 zł, 10 szt.-250zł. Transormatory głośnikowe 4xEL34-100zł, 8xEL34-200zł. Perchlicki Zbigniew 31-450 Kraków, ul. Ugorek 1/253, 0602 440151.
WYKRYWACZ metali do prac pod wodą i na ziemi, zasięg 3 m. Oraz naprawię uszkodzone wykrywacze, dorobię sondy. Tel. 081 881-41-84 (po 17.00). 0603 396-803
WYKRYWACZ metali White's, Tesoro Minelab, Viking (058) 781 08 89 lub 0602 224-228.
WYKRYWACZ metali, 3-lata gwarancji nowy, najniższa cena, wysyłam informację i zdjęcie. 032 476-10-09
WYKRYWACZ metali, uruchomiona płyta, dobre parametry, pewne działanie. Inf. Koperta zwrotna. Jarosław Kwiecień, Aleja Wojska Polskiego 11C/19, 13-100 Nidzica
WYKRYWACZE metali impulsowe luba z rozróżnianiem. Zasięg 5 metrów. Gwarancja 2 lata. Dokumentację wykrywaczy kupię, sprzedam, zamienię. Tel. 018-353-11-49.
WYŚWIETLACZE LED: SA40-19GWA -2 szt. oraz SC40-19SRBWA -2szt. Cena: 25 PLN za sztukę. Tomasz Sowa; tsowa@jm.pl.
NADAJNIKI FM różne moce schematy anten do nadajników koder stereo w cenie 40zł chcesz wiedzieć więcej zamów ofertę już dziś tel 0604427081 po16-tej
ZASILACZ 24 V/4,8 A. Cena 40 zł. Michał Cembrzyński, ul. Kopernika 9, 42 287 Psary. (034) 357-93-95
ZASILACZE impulsowe różne. Info. Kop.+znaczek. Marceli Brycki, ul. Reymonta 38/7, 41 103 Siemianowice Śl.
NADAJNIKI radiowe na pasmo 88-108MHz FM o mocach od 5÷40W. Synteza do nadajników na zamówienie. Atrakcyjne ceny. Posiadam również schematy anten. Napisz i zamów. Grzegorz Piątek, ul. M.C. Skłodowskiej 18c/21, 41-800 Zabrze.
ORYGINALNE głowice UKF zachodnie pasmo do tunerów Diory 30 zł. Konwertery UKF 18 zł, generatory sygnałowe UKF od 60 zł. Andrzej Zwarycz, ul. Lniana 13/1, 50-520 Wrocław, 071 7874737
TYRYSTORY 25A 4 szt., diody 100A Unitra D10-100-03 252T, D10-100-03R/rewers/ 452T. Lampy oscyl. 8Ł029I(i)fi78,dł261, podstawka, ekran, dokumentacja, schematy odchylania.(022) 775-74-18
VBS działającą z każdą Amigą za 20zł. Amigę 600 za 220zł, Amigę 1200 za 320zł. Kasety nagrane w systemie VBS tanio odstąpię. Twarde dyski do Amigi tanio, pamięci i inne akcesoria. Janusz Matuszczyk ul. Dylona 10/4 41-605 Świętochłowice tel. (0-32) 77-11-862
VCR Panasonic NV-777 1984 100zł. Syntezator Yamaha DX-100 1988 300zł. Piotr Szczepański ul. Morska 11/52 81-323 Gdynia tel. (0-58) 621-76-93 (0-601) 640-952
WYKRYWACZ metali White's, Tesoro, Minelab sprzedam, tel. (0-58) 781-08-89 lub (0-602) 224-228
WYKRYWACZ metali sprzedam płyta zestrojona, opis działania i montażu dobre parametry. Info+koperta+2 znaczki na listy. Jarosław Kwiecień Al. Wojska Pol. 11C/19 13-100 Nidzica
WYKRYWACZ metali 3-lata gwarancji. Wysyłam bliższe informacje i zdjęcie, tel. (0-32) 476-10-09 po godz. 18
WYKRYWACZ metali do prac pod wodą i na ziemi zasięg 3m, oraz zestawy do samodzielnego montażu, tel. (0-81) 881-41-84 lub (0-603) 396-803
ANALOG Delay,Chorus,Flanger,Distortion oraz wiele innych efektów w postaci schematów i opisów.Info.Koperta+znaczek.dop."schematy".D.Lewandowski skr.p. 5,20-950 Lublin 1
BRÜCKMANA: elektronika w układach. Dzwońpisz.Porady darmo.Różne schematy. K.Poznański 30-079 Kraków-Al.Kijowska 13/10. Tel:012-6378612 i po 18.00: 0601-821367. Warto!
CD.-PLAYER TECHNICS SL-PG570A (350zł),deck TECHNICS RS-TR373 (250 zł) Paweł Błachut, Os.Kopernika 8/2, 34-100 Wadowice, info: elpablo@ds5.agh.edu.pl.
EMULATOR pamięci EPROM z 7(C)÷27(C)512. Komunikacja za pomocą programu okienkowego przez RS232. Gwarancja! Cena 135PLN tel.: (052) 3819542
GENERATOR obrazu kontrolnego GTV19. Obraz kontrolny jak w TVP. Tła-RGB, biel, czerń. Wyjścia AV, RGB, RF. Fonia-DK/BG. Zadzwoń-wyślę dokładne dane. Tel.034/3577-834,3577-255
GRAMOFONY srebrny metal: GS 431 szer.44cm, głęb. 36 cm wersja export. PL. 730, GS-8010 36x36 cm. Oba nieużywane, oryginalnie zapakowane. Kupię uszkodzony multimetr V-640, t. 0672823214
KIT kamery kolor CDD z miniaturowym obiektywem lub same obiektywy. Opis w EdW6/97 Henryk Tyburcy tel. 0501-050-232.
KONDENSATORY ceramiczne wysokonapięciowe od 1,5pF do 4,7nF. Napięcie od 3,5kV do 30 kV. Moc od 4kVar do 50 kVar, do kolumn głośnikowych MBGO, MPHP, 0,25 0,5 1 2 10 30 mF (061)87-88-152
KOŃCÓWKI mocy AUDIO-MOS 100÷200W, uruchomione, małe płytki (SMD), zasilacz, filtry aktywne dla subwoofera i kolumn głośnikowych. Niedrogo!!!. Arek, 0601 7405 07
MODULATORY TV-do minikamer-30 ÷ ÷900MHz,Vz+12V,50mA. Przerywacz zapłonu-dopływu paliwa-płytka+sch-10zł. Tel. (058)348 89 49 po 17 lub e-mail: gbsz@polbox.com
N2 1,2/98 po 7zł; NE 3,6/99 po 8zł; PE 4,12/96 po 2zł, PE 2,4/99 po 3zł; 1/00-4zł; EP 1/98-5zł, EDW 1/99-3zł; płytki PE 139, 427 po 2,50zł. Tel. (018)26 256 34 po 20
OSCYLOSKOP c1-93 2 kanały 15MHz, 01ms÷05s+przewody+sonda+inst. w jęz.

Treść ogłoszenia:

....

....

....

....

....

Ogłoszenia ramkowe w Giełdzie PE

wysokość dowolna min. 10 mm

szerokość 56 mm

Do zamówienia dołączam:

☐ dyskietkę ☐ rysunek ☐ inne ....
☐ zdjęcie ☐ e-mail ....

rosyjskim 150 zł (nieużywany), CB ręczny ALAN 38+schematy 100zł. Bartosz, ul. Glazera 5m21, 37-700 Przemyśl.016-670-25-83. Po 16.00.

PROFESJONALNE wykrywacze metali z dyskryminacją, przystawka zmieniająca OTV w wielokanałowy oscyloskop, mininadajnik UKF-FM. - Przybysz-nad Łomianką 22/5; 58 540 Karpacz

RADIOELEKTRONIK z lat 1985÷88. Cena rocznika 20zł plus koszty pocztowe. A. Kulgawczuk, 15-669 Białystok, ul. Słonecznikowa 25/21

RADIOELEKTRONIKI z lat89÷99 całe roczniki i luźne numery(rocznik 20zł), oraz inne EP,EH,MT itp. Mariusz Jamróz, Buda Stalowska 5/4, 39-460 Nowa Dęba.

RÓŻNEGO rodzaju urządzenia elektroniczne uruchomione. Gwarancja szersze informacje koperta+znaczek Andrzej Szczurek,Mickiewicza 24, 38 450 Dukla.

WYKRYWACZ metali WHITE'S, TESORO, VIKING, MINELAB. A. Wyka ul. Lipowa 6A/17, 81-572 Gdynia tel.(058) 7810889 lub 0602224228

SAM przestroisz UKF z zakresu OIRT na CCIR 40 schematów glowic i instrukcji przestrajania cena 220 zł z przesyłką, Kazimierz Duraj ul. Wolności 12-12, 76 200 Słupsk,

SCHEMATY wzmacniaczy gitarowych modyfikatorów info koperta+znaczek.Poszukuję schematu wzm.PEVEY SPECJAL 130 Tadeusz Bernat Kopernika 7/50 86 200 Chełmno tel 056/6860489

WYKRYWACZ metali o zasięgu 3 m. z rozróżnianiem. Dokumentacje wykrywaczy kupię, wymienię. CB radio Lincoln-sprzedam. tel.018-3531149 lub 0605926516

ZASILACZ 24V 4,8A 40zł. Poszukuję schematu głowicy ZGP301 przestrajanie odbiorników na 87,5÷108MHz 15 zł. Michał Cembrzyński 42-287 Psary, ul. Kopernika 9, tel. 0-34 357-93-95

ZASILACZ laboratoryjny nieużywany cena 130zł lampowy wzmacniacz 100W cena 130zł czterokanałowy mikser wizyjny firmy VIDEONICS cena do uzgodnienia tel. 034 36-35-297

DEKODERY PAL-SECAM na TDA 4555: do Jowisza zamienne za MD2007 /MD2008 i Heliosa zam. za MD2021. Ceny od 22zł. Więcej=taniej!!! Info: kop. +znaczek. Grzegorz Zubrzycki, ul. Zgierska 110/120m.211, 91-303 Łódź. (0-42)654-40-98

WYKRYWACZE metali WHITE'S, TESORO, VIKING, PULSE START, A. Wyka, ul. Lipowa 6A/17, 81 572 Gdynia (058) 7810889 lub 0602 224228

LASEROWE wskaźniki 5mW czerwone 1szt-30zł, 10szt-25zł 0602-440151. Zbigniew Pierzchlicki ul.Ugorek 1/253

CYFROWY dekoder kaset z korektorem-40zł,schemat dekodera C+-43zł, odb. FM50÷160MHz-48zł,koder kaset-160zł. Andrzej Siechniewicz, ul. Szymanowskiego 15/20, 22-100 Chełm

KONDESATORY do kolumn głośnikowych MPHP MBGO od 0,1μF do 30μF kondensatory ceramiczne wysokonapięciowe od 1,5pF do 4,7nF napięcie do 21kV moc do 55kVar tel(061)878-81-52

DOKUMENTACJE prototypów automatu świateł samochodowych, miniskanera, inne. Inf. kop. z wr. +zn. „A" lub tel.0604 669 971 Zb. Jereczek ul.Świętopełka 2F/4B.83 400 Kościerzyna

KUPIĘ

KARTĘ oscyloskopową, wobulator ł100MHz lub kartę do PC, SEPROG-a lub innego uniwersalnego. Jerzy tel.0601940-610, e-mail: selektrol@interia.pl.

RE3/81 oraz sprzedam C64+ cardridge black box ex-plus final3 + stacja + dyski + magnetofon + kasety + okablowanie + literatura za cenę 200zł. Tel.(0-32) 767 95 42

SPRAWNY pilot do odbiornika satelitarnego typu Elta SAT 505 oraz głosniki LPB 80/19/75S z demontażu TV Jerzy Falkiewicz ul. Smolki 19 m. 42 14 202 Iława

PILNE! Panel do radioodtwarzacza samochodowego KEWWOOD KFC 178 RYG lub KFC 178 RYA. Tel. (056) 6434783. Tomek

PŁYTĘ główną stacje dysków do komputera HYUNDAI. Henryk Flaszyński ul. Lubawska 2/1A, 14 200 Iława

UKŁAD scalony U-1096B. Tel. 032 284 60—29, Wojtek

POSZUKUJĘ

KOLEKCJONUJĘ magnetofony polskiej produkcji-poszukuję MK 122 i Finezji deck kupię dwukasetowego Philipsa lub inny z pilotem może być uszkodzony. Oferty 052 35 39 521

PRODUCENTA wtyków do telefonów komórkowych, tel.022/758 7348 W. Oksieńciuk

SCHEMATÓW efektów,przesterów i innych modyfikatorów gitarowych oraz przedwzmacniaczy i wzmacniaczy gitarowych. Grzegorz Klimkowski. Szkolna42 62 571 Stare Miasto

ZAMIENIĘ

PONAD 30 dokumentacji wykrywaczy metali VLF PI i inne wysokiej klasy. Wymienię, odstąpię. Jan Kuźma, ul. Reja 9m39, 22 400 Zamość, 084-6391949

INNE

JEŚLI posiadasz odbiornik radiowy ze starym zakresem UKF, a chciałbyś go przestroić na pasmo 88÷108 MHz i nie wiesz jak, to napisz. Info gratis po otrzymaniu koperty ze znaczkiem. Mariusz Kołacz, ul. Chwałki 46, 26 600 Sandomierz

WYKONAM płyty czołowe, tabliczki znamionowe opisowe inne na blasze mosiężnej, folii samoprzylepnej blasze aluminiowej tel. 0604815033 e-mail:bwr@poczta.fm

KOMPUTER PC484SX 8MB RAM; mysz, HDD 340MB, kart grafiki, I/O, obud. MT z zasilaczem 250 zł. Wieża CROWN MIDISYSTEM MC-K20 z adapterem, tuner, radio, mgn. 2 kas+2kolumny-250 zł. Tel (075) 7647335

NIE trać czasu na szukaniu: artykułu, schematu, porady itp. W prasie elektronicznej? Kup bazę! Ona Ci ułatwi szukanie, tylko 20zł i możesz się ponudzić. Tel. 0957351713

W prosty sposób przestroisz każdy odb. radiowy na górny UKF 88÷108 bez potrzeby montażu konwertera.Info gratis kop.zw+zn. Kołacz Mariusz ul.Chwałki 46 27 600 Sandomierz

CHCESZ dorobić do pensji kieszonkowego napisz. Zaopatrzenie zbyt gwarantowany.Info.Gratis.Dołącz znaczek za 1,70zł. Krystyna Wiśniewska, ul. Bytowska 31 89 600 Chojnice

RADIO kodowane uruchomię telefon komórkowy odblokuję itp kontakt telefoniczny 052-353-08-54 lub 0601 642 780

Witam !!!

Nadal jestem pod wrażeniem płyty CD-PE 1, bardzo chwalę sobie ten zakup i nie żałuję wydanych pieniędzy na ten krążek. Pomijam już fakt skumulowania mnóstwa programów potrzebnych elektronikowi, (oczywiście jestem z tego zadowolony, bo mam to wszystko na JEDNEJ płycie). No, a archiwum numerów z lat 1992÷1997, to już jest strzał w dziesiątkę. Ponad 60 numerów na jednej płycie, nic nie zginie, wszyściutko ładnie i równo poukładane w folderach, katalogach, plikach...

W związku z tym mam dla redakcji PE następującą propozycję. Chcę namówić Was do wydawania PE również w wersji elektronicznej, rozsyłanej prenumeratorom posiadających konta pocztowe, jako skompresowane załączniki do „e-milków". Nie mam zielonego pojęcia jakiego rzędu byłyby koszty takiego przedsięwzięcia, ale jestem w stanie zapłacić 1,5 ceny tradycyjnej prenumeraty. Z tradycyjnej prenumeraty musiałem zrezygnować, gdyż w mojej dzielnicy zdarzają się dość często kradzieże korespondencji, a i tak potem musiałem dokupić sobie brakujące numery w kiosku. Ciekaw jestem Waszego zdania na moją propozycję. A tak przy okazji, czy myśli się w redakcji o wydaniu CD-PE2?

Pozdrawiam
marekso@kki.net.pl

Szanowna Redakcjo miesięcznika „Praktyczny Elektronik"

Zdecydowałem się na napisanie tego listu z dwóch powodów. Pierwszym z nich jest fakt iż jestem Waszym wiernym czytelnikiem od maja 1995r, tzn. od czasu kiedy zacząłem interesować się elektroniką i uważam, że w dalszym ciągu jesteście jednym z najlepszych czasopism na rynku poświęconym elektronice.

Wykonałem kilka układów Waszego autorstwa, jednak jeden z nich przysporzył mi naprawdę wiele trudności i to jest właśnie drugi z powodów dla których zadecydowałem się do Was napisać. Faktem jest, że zasada działania tego układu jest dużo prostsza niż tych, które wykonałem wcześniej. Konkretyzując mam na myśli artykuł zamieszczony w PE 9/95 i 4/96, zatytułowany „Automatyczna blokada zabezpieczająca przed piratami telefonicznymi". Tekst, który zamieszczę poniżej, jest w szczególności adresowany do osób, które złożyły ww. układ i nie udało im się go uruchomić do dnia dzisiejszego. Jeżeli uznacie Panowie, że tekst ten będzie godny uwagi, proszę o jego ewentualne zmodyfikowanie i opublikowanie na łamach Waszego pisma.

Pierwszą trudnością na którą się natknąłem przy uruchamianiu tego urządzenia, dotyczyła układu progowego składającego się z diod D11 i D12, który umożliwiał dodzwonienie się z dwóch aparatów telefonicznych, zarówno właściwego jak i pseudo-pirackiego. Przyczyna tego stanu rzeczy może leżeć po stronie rodzaju „wybieraka numeru" telefonu pseudo-pirackiego. Zastosowałem klawiszowy a nie tarczowy (wybieranie numeru impulsowe). Problem ten rozwiązałem zwierając anodę D11 z katodą D12. Zworka ta automatycznie eliminuje nam w/w. diody z układu. Nadmieniam, że z telefonu pseudo pirackiego można było dodzwonić się bez względu na sposób ustawienia potencjometru P1. Kiedy można było dodzwonić się tylko i wyłącznie z telefonu właściwego, kolejną trudnością, która się pojawiła była niemożność dodzwonienia się na w/w. aparat telefoniczny z zewnątrz (sygnał zajętości). Jednak i tę nieprawidłowość udało mi się skorygować. Pierwszym krokiem była wymiana kondensatora C5 z 470 nF na 2,2 μF, która automatycznie spowodowała wydłużenie czasu opóźnienia wyzwalania drugiego układu czasowego z 100 ms na ponad 400 ms. Niestety niewiele to pomogło Oznacza to, że przy pojemności kondensatora C5 470 nF układ może również działać. Drugim krokiem była zmiana kondensatora C4 o pojemności 470 nF na potencjometr montażowy P2 o rezystancji 470 kΩ. W praktyce oznacza to, że potencjometr ten wraz z rezystorem R5, tworzy dzielnik napięcia z którego na wejścia zerujące układu US1, powinno trafiać optymalne napięcie o wartości ok. 4,80 V, a nie ponad 9,08 V. Zakres napięcia przy którym układ zaczyna działać poprawnie jest bardzo mały i wynosi 0,48 V, tzn., że układ zaczyna działać poprawnie przy U_{min}=4,57 V, a przestaje działać poprawnie przy U_{max}=5,05 V.

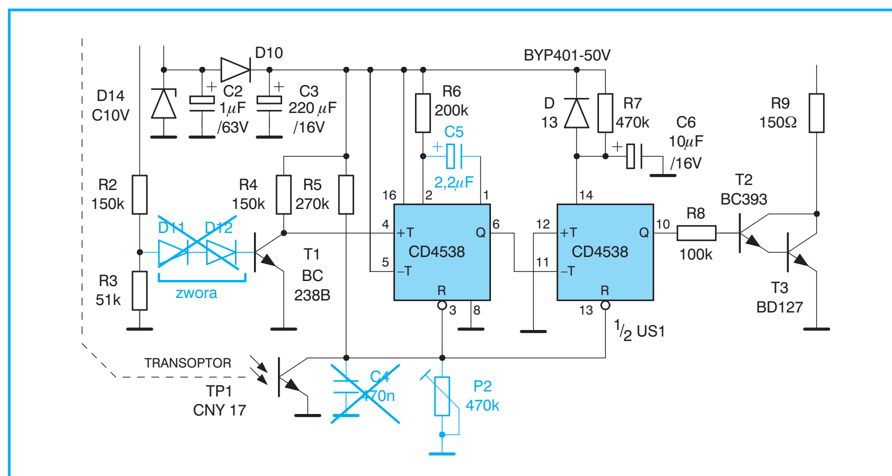
Potencjometr montażowy P1 należy ustawić tak, aby jego rezystancja była stosunkowo mała (ok. 80 Ω). Następnie należy ustawić potencjometr montażowy P2 w taki sposób, aby nie można było dodzwonić się z telefonu pseudo pirackiego, ale jednocześni można było dodzwonić się z zewnątrz na nasz telefon (właściwy).

Zmierzone napięcie na tym potencjometrze (P2) po „skalibrowaniu" powinno wynosić ok. 4,80 V względem masy. Tak poprawiony układ powinien już działać bez zarzutu.

Na zakończenie pozwolę sobie jeszcze dodać, że w przypadku połączenia w/w. układu z układem opublikowanym w PE 6/96 zatytułowanym „Sygnalizator zaniku linii telefonicznej" należy zmienić punkt podłączenia „sygnalizatora" do blokady telefonicznej, tak jak zaznaczyłem na schemacie. W przeciwnym razie przy odłączeniu nas przez „pirata" od linii telefonicznej, układ sygnalizatora będzie podtrzymywany napięciem kondensatora C3 o pojemności 220 μF. W efekcie układ sygnalizatora powiadomi nas o odłączeniu od linii telefonicznej po około 8 minutach, od zajścia zdarzenia, a nie po 2 sekundach.

Mam nadzieję, że moje skromne wskazówki, pomogą uruchomić układ wszystkim tym, którym to się nie udało do dnia dzisiejszego.

Mariusz Jacewicz
Karpacz



Rys. 1 Schemat zmian w automatycznej blokada zabezpieczającej przed piratami telefonicznymi, zmiany zaznaczono kolorem niebieskim

Dekoder NICAM

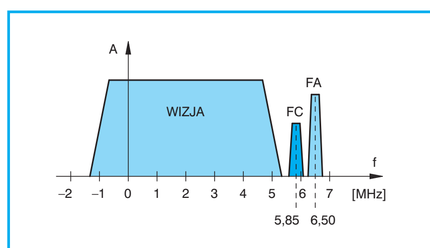
Nareszcie, chociaż dalej w powolnym tempie wprowadzana jest stereofonia do Polskiej Telewizji. Proponowane rozwiązanie umożliwi odbiór dźwięku stereofonicznego posiadaczom starszych odbiorników telewizyjnych, które nie były wyposażone fabrycznie w dekoder stereofoniczny NICAM.

System dźwięku cyfrowego NICAM

Dokładnie NICAM 728 został opracowany w laboratorium badawczym BBC. Nie jest to już noworodek. W 1987 roku został wdrożony i zastosowany w Wielkiej Brytanii. W następnej kolejności trafił do państw skandynawskich. Umożliwia przekaz dwóch cyfrowych sygnałów fonicznych (jednego stereo lub dwóch mono o paśmie od 0÷15 kHz), przy jednoczesnym przekazywaniu analogowego sygnału monofonicznego.

Sygnał cyfrowy przekazywany jest za pośrednictwem dodatkowej nośnej. Oficjalnie system ten funkcjonuje w dwóch wersjach: dla standardu I oraz BG. W pierwszej nośna fonii analogowej nadawana jest na podnośnej 6 MHz a nośna cyfrowa wynosi 6,552 MHz. W drugiej nośna fonii analogowej to 5,5 MHz, a nośna cyfrowa 5,85 MHz. W Polsce jak wiadomo nośna fonii analogowej wynosi 6,5 MHz (system DK), tak więc wybrano nośną cyfrową 5,85 MHz. Rozkład sygnałów przedstawia rysunek 1.

Wprowadzenie dźwięku przekazywanego cyfrowo w Polskiej Telewizji poprzedzone było próbami wprowadzenia systemu podobnego do stosowanego w Niemczech i większości państw zachodniej Europy, systemu A2. Dla przypomnienia w systemie tym realizowane jest nadawanie dźwięku stereofonicznego lub dwóch dźwięków monofonicznych. Przy stereo na częstotliwości nośnej 5,5 MHz nadawany jest sygnał monofoniczny (suma kanałów L i P). Na dodatkowej nośnej 5,74 MHz nadawany jest sygnał kanału P. Można wykorzystać dwie oddzielne nośne do przekazywania dwóch dźwięków mono np. dźwięku oryginalnego i dubbingu. Dodatkowa podnośna umożliwia dekoderowi odbiornika rozróżnienie wersji nadawania.



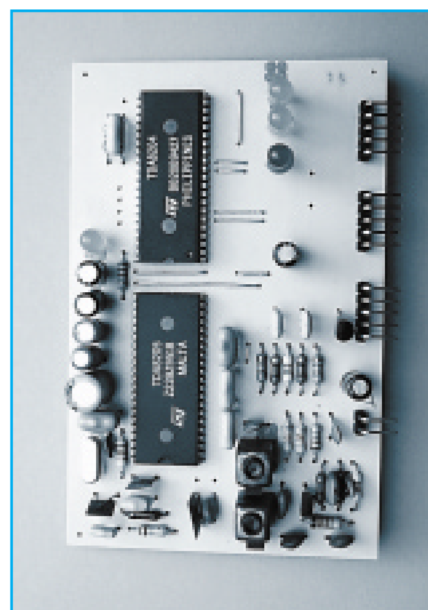
Rys. 1 Widmo sygnału telewizyjnego DK z dźwiękiem NICAM

W naszym kraju próbnie wybrano dodatkową częstotliwość nośną równą 6,25 MHz, ba produkowano nawet odbiorniki telewizyjne przystosowane do tego systemu. W Praktycznym Elektroniku był opisywany dekoder A2 przystosowany do odbioru sygnałów w standardzie BG. Wybór systemu cyfrowego na pewno jest postępowym i umożliwia uzyskanie dźwięku o lepszej jakości. Jednocześnie jest powodem sporego zamieszania – konieczności przeróbki używanego odbiornika lub kupna nowego. Chęć usłyszenia dźwięku kina domowego po polsku jest tu dodatkowym czynnikiem dopingującym.

Każdy z sygnałów fonicznych przekazywanych w systemie NICAM jest poddawany preemfazie (uwypuklaniu częstotliwości wysokich jak przy modulacji częstotliwości). Następnie poddawane są kodowaniu cyfrowemu z rozdzielczością 14 bitów i częstotliwością próbkowania 32 kHz (dla porównania dźwięk na płytach CD kodowany jest z rozdzielczością 16 bitów a częstotliwość próbkowania wynosi 44,1 kHz).

Dla zmniejszenia ilości przesyłanych informacji sygnał cyfrowy poddawany jest kompresji tzw. zmiennoprzecinkowej
– skrót angielski NIC. Nie będę dalej opisywał dość skomplikowanych zabiegów związanych z preparowaniem sygnału cyfrowego. W efekcie uzyskuje się tzw. ramkę, zawierającą 704 bity bloku sygnałowego oraz dodatkowe słowa sterująco – kontrolne:
– 8 bitów synchronizacji,
– 5 bitów identyfikacji trybu pracy,
– 11 bitów dodatkowych.

Razem stanowi to 728 bitów transmitowanych w ciągu 1 ms. Odpowiednia szybkość transmisji wynosi więc 728 kbit/s.



Dopiero odbiór całej ramki umożliwia zdekompresowanie (ekspansję) i dalej zdekodowanie przesyłanej informacji. To wyjaśnia nazwę NICAM – *Near Instantenousely Compounded Audio Multiplex* (zwielokrotniona fonia z prawie jednoczesną kompresją – ekspansją). Wyjaśniło się także pochodzenie liczby 728.

Na tym nie koniec – kolejna operacja to tzw. scrambling, ma na celu wprowadzenie przypadkowości w sygnale cyfrowym co wyrównuje gęstość widmową sygnału. Po rozdzieleniu na dwa ciągi cyfrowe następuje modulacja nośnej. Stosuje się tzw. różnicową, cztero-fazową, manipulację fazy (DQPSK). Faza nośnej przyjmuje cztery możliwe wartości 0, 90, 180, 270 °, zależnie od kombinacji obu sygnałów. Wszystkie podane zabiegi muszą być przeprowadzone w formie komplementarnej i w odwrotnej kolejności przy odbiorze sygnału NICAM.

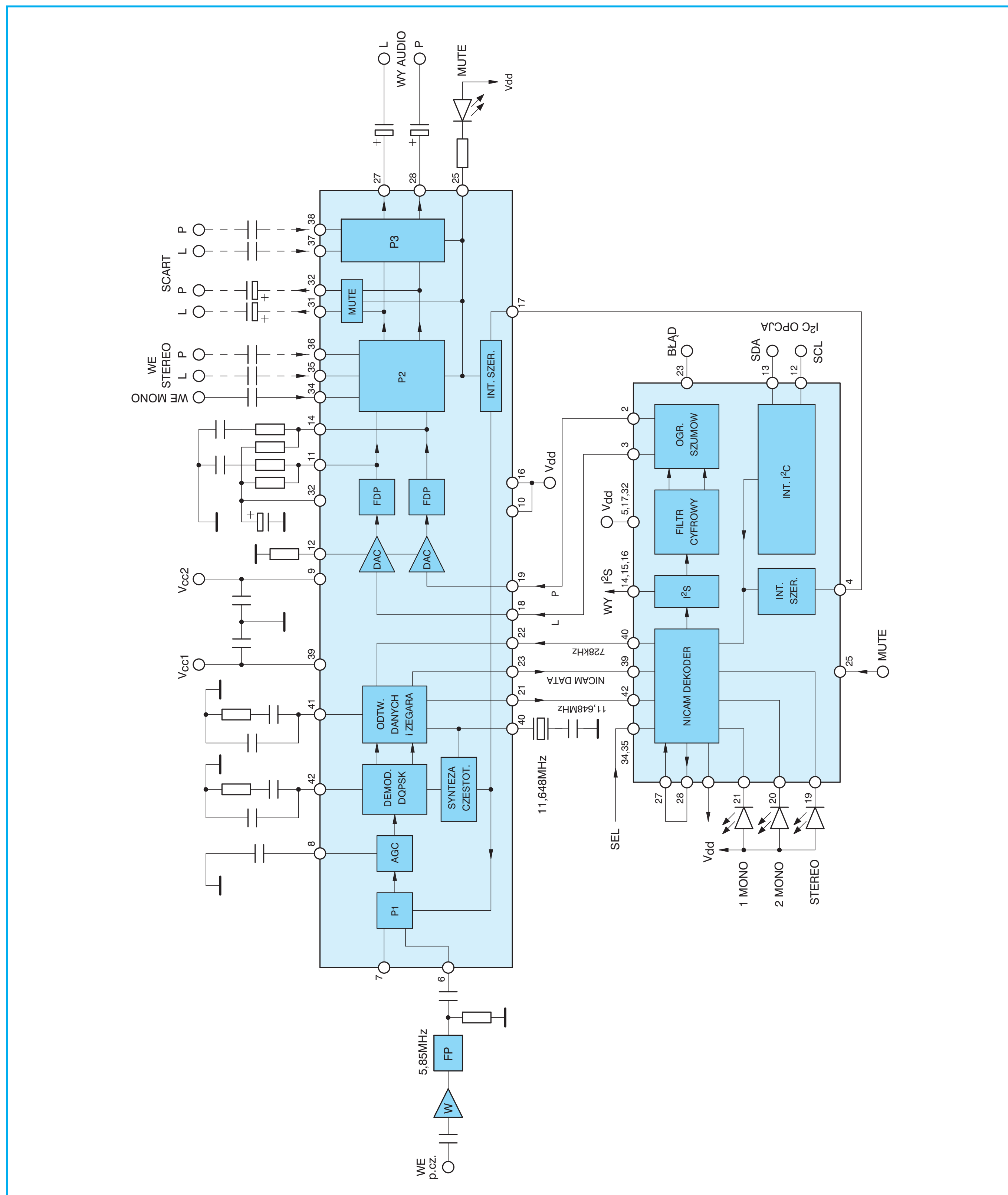
Schemat blokowy i układy scalone dekodera

Do budowy dekodera szczególnie dobrze nadaje się komplet układów scalonych TDA 8204 i TDA 8205 firmy SGS. Układy te wzajemnie się uzupełniają i pozwalają na uzyskanie dekodera NICAM pracującego samodzielnie lub z mikrokomputerem i sterowaniem magistralą I^{2}C.

TDA 8205 zawiera demodulator DQPSK, układ odtwarzania danych i sygnału zegarowego, dwa przetworniki cyfra – analog oraz zestaw przełączników umożliwiających manipulowanie rodza-

jami sygnałów wyjściowych. Zasilany jest dwoma napięciami: V_{CC} wynoszącym 12 V i V_{DD} wynoszącym 5 V. Stanowi powiązanie technik cyfrowej i analogowej. Sygnał wejściowy i przetwarzany w demodulatorze DQPSK to w zasadzie sygnał analogowy. Dopiero odtworzone dane i sygnał zegarowy są sygnałami cyfrowymi. Cyfrowe są także ciągi danych kanałów L i P doprowadzane do przetworników cyfra – analog. Sygnały wyjściowe są już sygnałami analogowymi.

TDA 8204 jest układem czysto cyfrowym. Zawiera właściwy dekoder NICAM dekodujący ciąg danych z układu TDA 8205, filtr cyfrowy rozdzielający ciągi danych kanałów L i P, ogranicznik szumów i układ sterowania z magistrali I²C. Zasilany jest napięciem V_{DD}, czyli 5 V. Sterowanie obu układów jest realizowane przez wewnętrzny interfejs szeregowy.



Rys. 2 Schemat blokowy dekodera NICAM

Schemat blokowy dekodera przedstawiony na rysunku 2 jednocześnie prezentuje budowę układów scalonych.

Do wejścia WE p.cz. podawany jest sygnał pośredniej częstotliwości fonii zawierający między innymi podnośną fonii cyfrowej NICAM (5,85 MHz). Po wzmocnieniu we wzmacniaczu W sygnał NICAM jest wydzielany przez filtr pasmowy FP i podawany na wejście układu TDA 8205. Układ ten wyposażony jest w dwa wejścia umożliwiające pracę w dwóch systemach. Przełącznik P1 automatycznie wybiera wejście, na które podany jest sygnał NICAM. Kolejny układ wewnętrzny jest wzmacniaczem z automatyczną regulacją wzmocnienia AGC, co umożliwia poprawną pracę dekodera w szerokim zakresie sygnałów wejściowych.

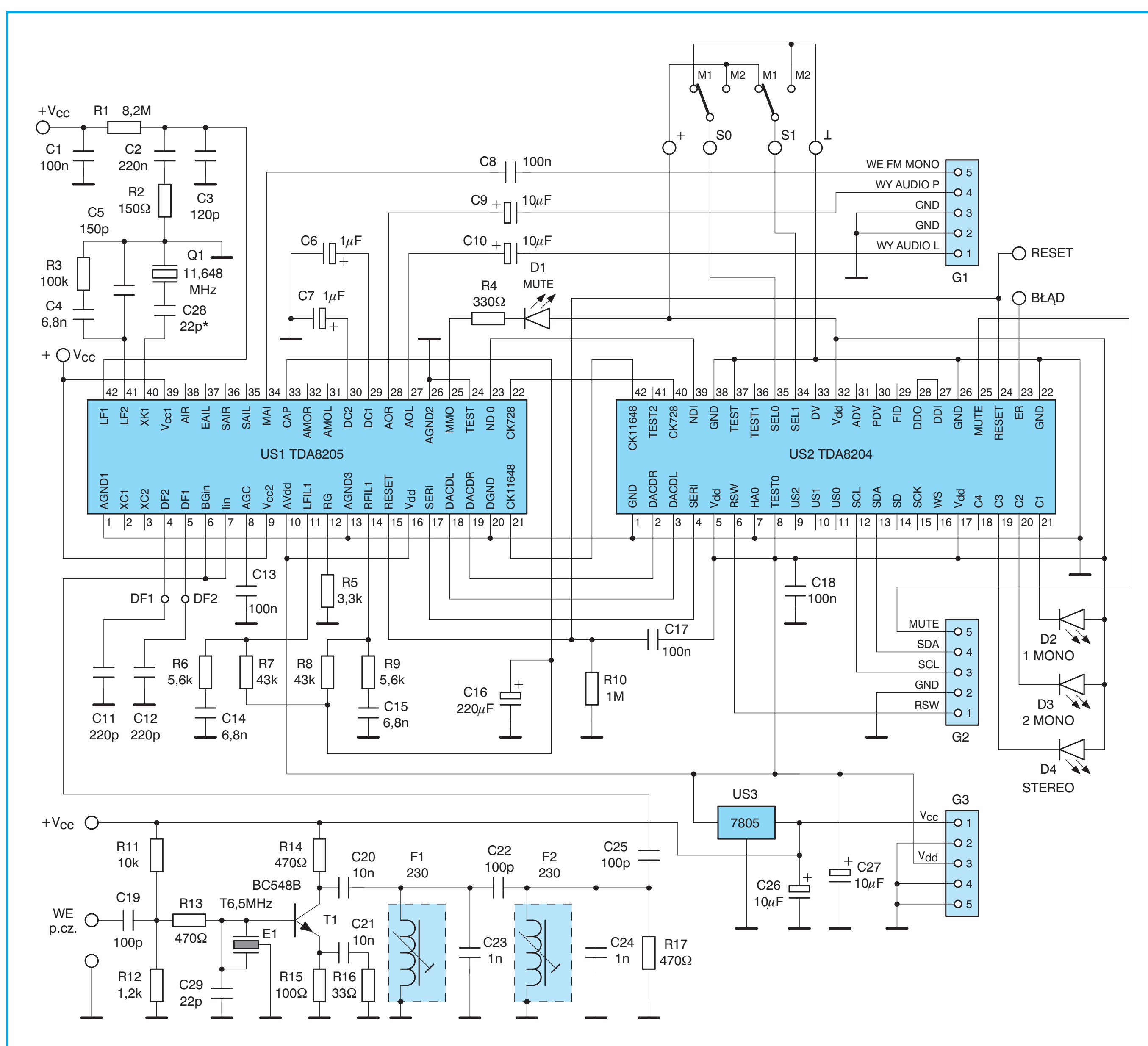
Wewnętrzny układ syntezy częstotliwości na podstawie sygnału generatora kwarcowego i sygnału odebranego wytwarza sygnały pomocnicze niezbędne do pracy demodulatora i układu odtwarzania danych i zegara. Pozwala to przy wykorzystaniu jednego kwarcu na odbiór obu systemów. Oczywiście w naszym przypadku będzie to tylko jeden system.

Demodulator DQPSK wydziela dwa ciągi cyfrowe, z których tworzona jest następnie ramka nazywana danymi (NICAM DATA). Dokonuje tego układ odtwarzania danych i zegara. Dwa sygnały z jego wyjścia (11,648 MHz i dane NICAM) podawane są do układu TDA 8204.

Wykorzystuje je właściwy dekoder NICAM. Na jego wyjściu uzyskiwany jest ciąg danych odpowiadający sygnałowi I²S. Jest to popularny sygnał cyfrowy dźwięku zawierający kolejne próbki sygnałów kanałów L i P. Pełny sygnał I²S wymaga trzech linii. Linia danych SD, linia sygnału zegarowego SCK i linia z sygnałem informującym o kanale WS.

Filtr cyfrowy rozdziela ten ciąg danych na dwa ciągi odpowiadające kanałom L i P. Układ ogranicznika szumów modyfikuje sygnał cyfrowy dla poprawienia warunków pracy przetworników cyfra – analog. Sygnały te w formie cyfrowej podawane są ponownie do układu TDA 8205. Wraz z nimi podawany jest sygnał zegarowy o częstotliwości 728 kHz uzyskany przez podział częstotliwości 11,648 MHz.

Na postać analogową przetwarzają je dwa przetworniki DAC. Filtry dolno-



Rys. 3 Schemat ideowy dekodera

przepustowe FDP oprócz filtracji składowych o częstotliwości próbkowania i harmonicznych realizują tzw. deemfazę. Zmniejszają zawartość wysokich częstotliwości uwypuklonych przez preemfazę podczas kodowania.

Zespół przełączników P2 i P3 służy do przełączania sygnałów analogowych m.cz. jakie mogą wystąpić w odbiorniku telewizyjnym. P2 umożliwia podanie dalej sygnału stereo NICAM lub monofonicznego uzyskiwanego z tradycyjnego demodulatora FM jeśli nie ma sygnału NICAM, lub jego jakość jest nieodpowiednia. Przełączanie to następuje automatycznie. Możliwe jest także przekazywanie dalej sygnału stereofonicznego uzyskanego np. z dekodera A2. Przełączenie to wymaga już sterowania za pośrednictwem magistrali I²C.

Z wyjścia P2 sygnał przez układ wyciszania (MUTE) może być podawany na zewnątrz TDA8205 np. do złącza SCART lub przez P3 do wyjścia WY AUDIO. P3 umożliwia podanie na wyjście sygnału stereo ze złącza SCART (tzw. Eurozłącze).

Oba układy umożliwiają szereg sygnalizacji dotyczących aktualnego stanu. Do TDA 8205 można podłączyć przez rezystor diodę luminescencyjną wskazującą stan wyciszania (MUTE). Stan ten powoduje podłączenie do wyjścia sygnału monofonicznego i wyłączenie odbioru NICAM. Do TDA 8204 można podłączyć bez rezystorów trzy diody luminescencyjne. STEREO wskazuje odbiór fonii stereofonicznej NICAM. 1 MONO sygnalizuje odbiór pierwszego dźwięku a 2 MONO odbiór drugiego dźwięku monofonicznego jeśli są nadawane na podnośnej NICAM. Układ TDA 8204 umożliwia wybór właściwego dźwięku. W pełni jego możliwości można wykorzystać przy sterowaniu z magistrali I²C.

Schemat ideowy i działanie

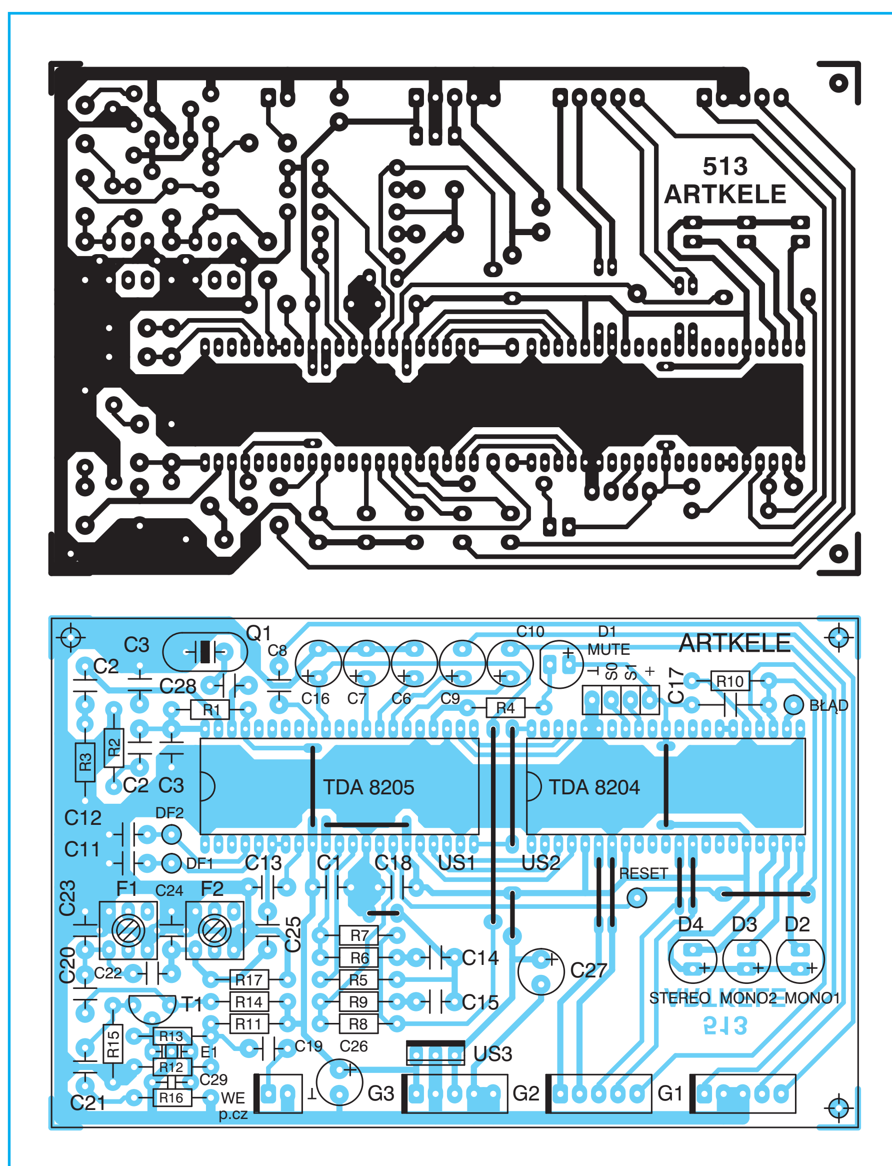
Schemat ideowy dekodera NICAM przedstawia rysunek 3.

Sygnał wejściowy podawany jest na wejście WE p.cz. Powinien być to sygnał z wyjścia detektora wizji wykorzystywany do sterowania toru fonii lub sygnał z wyjścia fonii równoległej, podawany dalej do demodulatora fonii. Powinien zawierać składową 5,85 MHz. Wymaga to odpowiedniego ukształtowania tzw. schodka fonii we wzmacniaczu p.cz. wizji lub na wejściu fonii równoległej.

Ponieważ sygnał fonii w naszym systemie zawiera także fonię analogową o częstotliwości 6,5 MHz niezbędne staje się jej wytłumienie na wejściu dekodera. Realizuje to eliminator E1 zrealizowany na typowej pułapce (tzw. trapie 6,5 MHz). Stłumienie tej częstotliwości okazuje się konieczne z uwagi na automatykę układu scalonego TDA 8205 przystosowanego do pracy w dwóch systemach. Nośna Nicamu w systemie I wynosi 6,552 MHz i fonia 6,5 MHz utrudnia identyfikację nośnej 5,85 MHz.

Sygnał wejściowy wzmacniany jest w tranzystorze T1 i podawany dalej do dwuobwodowego filtru LC (F1, F2, C22, C23, C24) nastrojonego na częstotliwość środkową 5,85 MHz. Pasmo tego filtru wynosi około 600 kHz. Z filtru przez kondensator C25 sygnał podnośnej Nicamu podawany jest na równolegle połączone wejścia I (7) i BG (6) układu US1. Wzmacniacz wejściowy TDA 8205 objęty jest automatyczną regulacją wzmocnienia zapewniającą regulację wzmocnienia w zakresie 40 dB. Umożliwia to poprawną pracę układu przy sygnale wejściowym w zakresie od 10 do 1000 mV_{pp}. Napięcie regulujące AGC jest filtrowane kondensatorem C13.

Do wyprowadzeń 41 i 42 podłączone są filtry demodulatora DQPSK i układu odtwarzania danych. Dwa ciągi danych dekodera DQPSK są filtrowane kondensatorami C11 i C12. Dane Nicam z wyprowadzenia 23 US1 przekazywane są do wejścia dekodera Nicam (39 US2). Do dekodera podawany jest także sygnał zegarowy o częstotliwości 11,648 MHz (z wyprowadzenia 21 US1 do wyprowadzenia 42 US2).



Rys. 4 Płytka drukowana dekodera i rozmieszczenie elementów

Odbiór sygnału Nicam jest sygnalizowany świeceniem jednej z diod D2, D3 lub D4. Przy automatycznej pracy dekodera (bez sterowania interfejsem I²C) brak sygnału nie jest sygnalizowany świeceniem nawet diody D1 (MUTE). Przy braku sygnału układ automatycznie powinien przełączyć się na odtwarzanie sygnału podawanego do wejścia WE FM MONO. Sygnał ten powinien pojawić się na obu wyjściach audio (L i P).

Najbardziej interesujący jest odbiór stereofonicznego sygnału Nicam. Sygnalizowany jest świeceniem diody D4. Wyjście MUTE (25 U2) ustawia się na poziom niski 0 V, a wyjście RSW (6 US2) na poziom wysoki (około 5 V). Oba te wyjścia mogą być wykorzystane jako wejścia. Zwarcie wejścia MUTE do masy wymusza odbiór sygnału Nicam nawet przy jego złej jakości. Zwarcie do masy wejścia RSW odłącza sygnał Nicam i dołącza do wyjść audio sygnał analogowy FM MONO.

Przy odbiorze stereofonicznego sygnału Nicam na wyjściach danych (2 i 3 US2) pojawiają się sygnały impulsowe o modulowanej szerokości odpowiadające kanałowi prawemu i lewemu. Podawane są one ponownie do US1 (19 i 18), do wejść przetworników C/A. Po przetworzeniu na postać analogową są filtrowane za pomocą R6, C14 i R9, C15. Elementy te jednocześnie realizują deemfazę. Kondensatory C6 i C7 filtrują obwody polaryzacji wzmacniaczy m.cz. Podobną rolę pełni kondensator C16. Sygnały wyjściowe kanałów z wyprowadzeń 27 i 28 US1 podawane są przez kondensatory C9 i C10 do wyjść audio dekodera. Wielkość sygnału wyjściowego można regulować zmieniając wartość rezystora R5.

Dekoder posiada układ zerowania tzw. „reset" działający w momencie włączenia zasilania +5 V. Składa się on z kondensatora C18 i rezystora R10. Aby wyzerować oba układy należy do wyprowadzeń 15 US1 i 24 US2 podłączyć na krótki okres czasu napięcie +5 V. Realizuje to w momencie włączenia zasilania kondensator C17 ładujący się przez rezystor R10. Wymusza to także odpowiednią kolejność włączania napięć zasilających +12 V i +5 V. Powinny być one włączane jednocześnie, lub najpierw +12 V, a później +5 V. Problem rozwiązuje zasilanie dekodera napięciem +12 V i zastosowanie stabilizatora +5 V (US3). Do zasilania dekodera przewidziano złącze G3.

W układzie dekodera NICAM przewidziano możliwość sterowania z interfejsu I²C. Sygnały SDA i SCL można podłączyć do złącza G2. Wymaga to oczywiście dodatkowego odpowiednio zaprogramowanego komputera, ale rozszerza możliwości układu.

Sygnały podawane do wyprowadzeń 34 i 35 US2 mają znaczenie przy odbiorze dwóch dźwięków, co na razie nam nie grozi przy korzystaniu z usług TVP. Oba te wyprowadzenia można podłączyć do masy, lub myśląc przyszłościowo zamontować przełącznik zgodnie ze schematem. Pozycja M1 odpowiada odtwarzaniu dźwięku pierwszego w obu kanałach, a pozycja M2 dźwięku drugiego. Możliwe są inne kombinacje, ale wydają się mało praktyczne.

Pobór prądu dla zasilania +12 V wynosi około 50 mA, a dla zasilania +5 V około 80 mA. Przy pojedynczym zasilaniu +12 V sumaryczny pobór prądu wyniesie 130 mA.

Montaż i uruchomienie

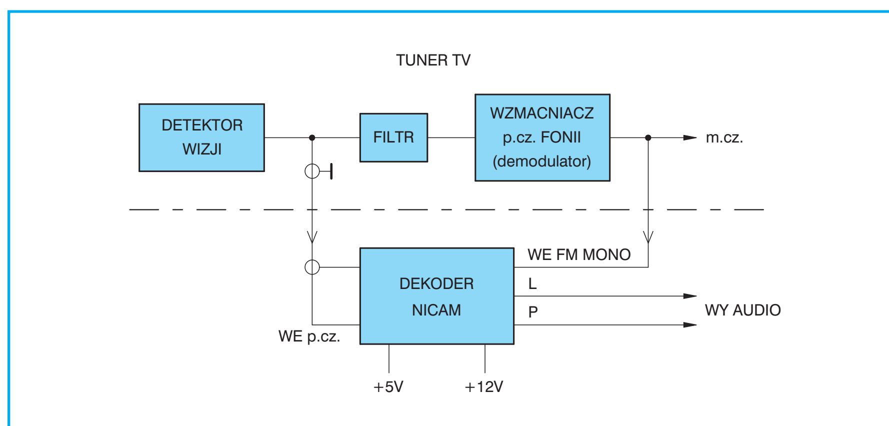
Akcję rozpoczynamy od skompletowania elementów. Trudność może sprawić zdobycie układów scalonych TDA 8204 i TDA 8205. Zamiast TDA 8204 można zastosować jego wersję TDA 8204B. Podobnie z kwarcem o częstotliwości 11,648 MHz. Powinien być to kwarc pracujący na częstotliwości podstawowej z pojemnością obciążenia 20÷30 pF. Tolerancja częstotliwości jak i stabilność nie powinny przekraczać 30 ppm. Zakres temperatur pracy kwarcu jest typowy dla warunków domowych od 0 do 70°C. Pozostałe elementy są typowymi, jakie znajdują się w zapasach wielu radioamatorów. Można je także bez problemów kupić. Zamiast filtrów 230 można wykorzystać filtry 531.

Przed rozpoczęciem montażu należy dostosować otwory w płytce drukowanej do posiadanych elementów. Montaż wykonać zgodnie z ogólnie znanymi zasadami. W pierwszej kolejności zamontować zwory (zwłaszcza pod układami scalonymi). Następnie złącza, elementy RCL i na zakończenie półprzewodniki. Sprawdzić za pomocą lupy brak zwarć między wyprowadzeniami US1 i US2 z uwagi na bardzo małe odległości między nimi.

Jeżeli w urządzeniu, w którym będzie pracował dekoder są dostępne oba napięcia zasilające (włączane jednocześnie) to nie montować stabilizatora US3. Zalecam jednak zasilanie +12 V i montaż stabilizatora. Nie ma potrzeby montowania diody D1 i rezystora R4 bez sterowania z magistrali I²C. Diody D2, D3 i D4 na czas uruchamiania powinny być na płytce drukowanej. Później trzeba je umieścić na widocznym miejscu (ściance przedniej). Także na czas uruchamiania (lub na stałe) połączyć zworami punkty „+" i S1 oraz punkty „–" i S0.

Dekoder można zamontować we wnętrzu odbiornika telewizyjnego lub magnetowidu. Polecam to drugie rozwiązanie jako mniej kłopotliwe. Także najkorzystniejsze wydaje się wyprowadzenie sygnałów wyjściowych L i P za pomocą przewodów ekranowanych i podłączenie do zestawu elektroakustycznego.

Po sprawdzeniu poprawności montażu można przystąpić do wstępnego uruchomienia dekodera. Do tego celu niezbędne będą: zasilacz +12 V o wydajności 130 mA lub zasilacze +12 V i +5 V o wydajnościach po oko-



Rys. 5 Podłączenie dekodera NICAM

ło 100 mA, multimetr, oscyloskop. Do prawidłowego zestrojenia filtru wskazany jest wobuloskop.

Po włączeniu zasilania sprawdzić multimetrem napięcia stałe zasilające układy US1 i US2. Napięcie na emiterze tranzystora T1 powinno wynosić około 0,6 V, a na jego kolektorze około 9 V. Nie powinna świecić żadna dioda luminescencyjna. Sprawdzić brak nadmiernego nagrzewania elementów. Podwyższoną temperaturę może mieć jedynie stabilizator US3.

Wykorzystując sondę oscyloskopu 1:10 sprawdzić występowanie sygnału TTL o częstotliwości 11,648 MHz na wyprowadzeniu 21 US1 i następnie 42 US2. Na wyprowadzeniach 22 US1 i 40 US2 powinien być sygnał o częstotliwości 728 kHz. Na wyprowadzeniu 6 US2 powinien być poziom niski (0 V) a na wyprowadzeniu 24 poziom wysoki (około 5 V).

Dysponując wobuloskopem należy teraz zestroić filtr 5,85 MHz. Sygnał podać na wejście WE p.cz. a sondę detekcyjną przez kondensator 22 pF podłączyć do wyjścia filtru (R17). Stroić na maksymalna wysokość i symetrię krzywej przenoszenia względem częstotliwości 5,85 MHz. Zaobserwować wyraźne tłumienie częstotliwości 6,5 MHz. Przy braku wobuloskopu pozostaje zestrojenie filtru przy odbiorze sygnału Nicam.

Przyszła pora na zamontowanie dekodera w odbiorniku telewizyjnym lub magnetowidzie. Pomocnym może być schemat z rysunku 5. Zanim to zrobimy, bezwzględnie wyłączyć wtyczkę zasilania telewizora lub magnetowidu z sieci.

Znaleźć trzeba punkty z napięciem zasilania (przynajmniej +12 V) i wyjście detektora wizji, z którego pobierany jest sygnał p.cz. fonii. Ewentualnie można zamontować dodatkową fonię równoległą. Sygnał Nicamu pobierać sprzed filtru 6,5 MHz. Połączenie sygnału zrealizować korzystając z jak najkrótszego odcinka przewodu koncentrycznego w.cz. Do wejścia „WE FM MONO" podłączyć sygnał m.cz. z wyjścia detektora fonii. Do wyjść audio L i P dekodera NICAM podłączyć przewody ekranowane zakończone wtyczkami CINCH. Przewody te podłączyć dalej do wejścia wzmacniacza m.cz.

Po sprawdzeniu poprawności połączeń, zwłaszcza braku zwarć można włączyć zasilanie. Zwracam uwagę na zachowanie bezpieczeństwa ponieważ operujemy we wnętrzu urządzenia zasilanego z sieci energetycznej. Sprawdzić, czy dekoder nie obciąża zbyt mocno układu zasilania urządzenia. Napięcia zasilające nie powinny się zmienić, ewentualnie tylko nieznacznie po dołączeniu dekodera. Ponownie sprawdzić napięcia zasilające i przebiegi na płytce dekodera zgodnie z uruchamianiem wstępnym.

Przy odrobinie szczęścia i wcześniejszym zestrojeniu filtru 5,85 MHz, dekoder powinien wystartować sam. Objawi się to zaświeceniem diody np. D4 (stereo) i pojawieniem dźwięku w głośnikach dołączonych do wzmacniacza m.cz. W przeciwnym przypadku zwieramy do masy wyprowadzenie MUTE na złączu G2 i zabieramy się do właściwego uruchamiania.

Podłączyć sondę oscyloskopu do wyjścia filtru powinien tam występować przebieg o częstotliwości zbliżonej do 5,85 MHz. Kręcąc rdzeniami filtru uzyskać maksymalną wartość międzyszczytową sygnału. Ewentualnie można podłączyć multimetr do wyprowadzenia 8 US1 i uzyskać jak najmniejszą wartość napięcia stałego AGC podczas strojenia filtru. Napięciu wejściowemu wynoszącemu 1 V_{pp} odpowiada napięcie stałe AGC około 2 V. Sygnałowi wejściowemu o poziomie 10 mVss odpowiada napięcie około 11 V. Ewentualnie można skorygować dostrojenie odbiornika.

Kolejny zabieg to regulacja częstotliwości generatora kwarcowego. W tym celu można od strony druku podłączyć zamiast C28 trymer (10÷40 pF), lub zmieniać wartość pojemności C28 w zakresie od 18 do 47 pF. Przy właściwej pojemności dekoder powinien zadziałać.

Pozostaje zamocowanie dekodera we wnętrzu urządzenia, wyprowadzenie przełącznika dźwięków, diod luminescencyjnych i sygnałów wyjściowych na zewnątrz. W trakcie eksploatacji dekodera zauważyłem, że może okazać się pomocne zamontowanie przełącznika RESET, ponieważ występują trudności z automatycznym przełączaniem na MONO FM przy braku sygnału Nicam. Pomaga wtedy wyłączenie i włączenie zasilania, lub krótkotrwałe dołączenie +5 V do wyprowadzenia 24 US2 (RESET). Dodatkowy przełącznik chwilowy należy włączyć między wyprowadzenie RESET i +5 V.

Życzę dobrego odbioru i pełnych wrażeń kina domowego po polsku.

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
US1	– TDA 8205
US2	– TDA 8204 (TDA 8204B)
US3	– LM 7805
T1	– BC 548B
D1	– LED (żółty)
D2, D3	– LED (zielony)
D4	– LED (czerwony)
Rezystory	
R16	– 33 Ω/0,125 W
R15	– 100 Ω/0,125 W
R2	– 150 Ω/0,125 W
R4	– 330 Ω/0,125 W
R13, R14, R17	– 470 Ω/0,125 W
R12	– 1,2 kΩ/0,125 W
R5	– 3,3 kΩ/0,125 W
R6, R9	– 5,6 kΩ/0,125 W
R11	– 10 kΩ/0,125 W
R7, R8	– 43kΩ/0,125 W
R3	– 100 kΩ/0,125 W
R10	– 1 MΩ/0,125 W
R1	– 8,2 MΩ/0.25 W
Kondensatory	
C28, C29	– 22 pF/50 V ceramiczny
C19, C22, C25	– 100 pF/50 V ceramiczny
C3	– 120 pF/50 V ceramiczny
C5	– 150 pF/50 V ceramiczny
C11, C12	– 220 pF/50 V ceramiczny
C23, C24	– 1 nF/63 V KSF-020
C4, C14, C15	– 6,8 nF/50 V ceramiczny
C20, C21	– 10 nF/50 V ceramiczny
C1, C8, C13, C17, C18	– 100 nF/63 V MKSE-20
C2	– 220 nF/63 V MKSE-20
C6, C7	– 1 μF/50 V
C9, C10, C26, C27	– 10 μF/25 V
C16	– 220 μF/10 V
Inne	
Q1	– kwarc 11,648 MHz
F1, F2	– filtr 7×7 230 (531)
E1	– trap 6,5 MHz
płytka drukowana numer 513	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 513 – 6,70 zł + koszty wysyłki.

◊ ***R.K.***

Głośniki i obudowy – obudowa zamknięta

Parametry Thiele-Small'a

Jak już zauważyliśmy w pierwszej części cyklu, z mechanicznego punktu widzenia głośnik dynamiczny stanowi system składający się z masy (membrany) zawieszonej sprężyście i poruszanej siłą. Krótko działająca siła spowoduje poruszenie membrany. Zanim nastąpi powrót membrany do położenia spoczynkowego wykona ona drgania gasnące o częstotliwości zależnej od masy membrany i sprężystości zawieszenia. Jest to tzw. częstotliwość własna drgań, nazywana inaczej częstotliwością rezonansową.

Mechaniczny układ drgający można zastąpić analogicznym układem elektrycznym. Masa układu mechanicznego odpowiada indukcyjności a sprężystość pojemności. Wygasanie drgań świadczy o występowaniu strat. W układzie elektrycznym sumaryczne straty reprezentuje rezystancja. Współczynnikiem zależnym od strat jest dobroć. Można stwierdzić że jest ona odwrotnie proporcjonalna do wielkości strat.

W głośniku dynamicznym straty energii określane są jako tzw. tłumienie. Występują dwa zasadnicze typy tłumienia: mechaniczne i elektryczne. Tłumienie mechaniczne zależy od strat energii w resorach górnym i dolnym głośnika. Minimalne tłumienie wywołuje zamiana energii mechanicznej na akustyczną jaka dokonuje się w głośniku. Tłumienie elektryczne wywołane jest hamującym działaniem przepływu prądu w cewce głośnika, który powstaje wskutek indukowania się SEM w poruszającej się cewce. Praktycznie częściej niż tłumieniem operuje się jego odwrotnością czyli dobrocią. Głośnik o większej dobroci charakteryzuje się mniejszym tłumieniem a więc większą bezwładnością membrany i dłuższym czasem wygaszania jej drgań swobodnych. Często nazywamy to miękkim zawieszeniem membrany.

Podane skrótowo właściwości są podstawą zestawu parametrów używanych przy projektowaniu zastosowań głośników a zwłaszcza obudów. Parametry te od nazwisk ich twórców nazywane są parametrami Thiele-Small. Niżej podamy zestawienie tych parametrów:

f_s – częst. rezonansowa głośnika [Hz],
V_{as} – objętość zastępcza zależna od sprężystości zawieszenia i powierzchni membrany [l] (inaczej jest to pojemność obudowy zamkniętej zwiększającej częstotliwość rezonansową głośnika 1,42 razy),
Q_{ms} – dobroć mechaniczna (odwrotność tłumienia mechanicznego),
Q_{es} – dobroć elektryczna (odwrotność tłumienia elektrycznego, przy założeniu rezystancji wyjściowej wzmacniacza równej 0 Ω),
Q_{ts} – dobroć wypadkowa w otwartym powietrzu (odwrotność sumarycznego tłumienia mechanicznego i elektrycznego głośnika bez obudowy).

Mając dobroć mechaniczną i elektryczną, dobroć wypadkową można obliczyć korzystając z następującego wzoru:

$$Q_{ts} = \frac{Q_{ms} \cdot Q_{es}}{Q_{ms} + Q_{es}}$$

Dobroć wypadkowa głośników niskotonowych powinna zawierać się w przedziale od 0,25 do 0,7.

Podstawą w muzyce i odtwarzaniu dźwięku jest tzw. fundament basowy. Odtwarzanie soczystych niskich tonów przy dobrych właściwościach impulsowych jest cechą prawidłowo zaprojektowanej kolumny głośnikowej. Wymaga to dopasowania właściwości głośnika niskotonowego i obudowy.

Obudowa zamknięta

Konieczność stosowania obudowy głośnika wynika z potrzeby oddzielenia tylnej strony membrany od przedniej. Zwłaszcza przy niskich częstotliwościach następuje zwarcie fal akustycznych promieniowanych przez obie strony membrany i zdecydowane zmniejszenie ciśnienia akustycznego.

Obudowa zamknięta wydaje się radykalnym środkiem na odizolowanie obu stron membrany. Fala akustyczna promieniowana jest przez przednią część membrany. Energia promieniowana przez tylną stronę jest absorbowana we wnętrzu obudowy. Szczelne zamknięcie tylnej strony głośnika powoduje sprężanie powietrza w obudowie podczas ruchu membrany do wnętrza i rozprężanie podczas ruchu na zewnątrz. W obudowie powstaje poduszka powietrzna działająca na głośnik jak dodatkowa sprężyna. Układ mechaniczny obudowy zamkniętej pokazuje rysunek 1.

Często nawet mówi się o zawieszeniu powietrznym głośnika w obudowie zamkniętej. Dotyczy to zwłaszcza głośników o miękkim zawieszeniu. Zmiana sprężystości zawieszenia głośnika (w odniesieniu do otwartej przestrzeni) spowoduje zmianę częstotliwości rezonansowej a konkretnie jej podwyższenie zgodnie z podanym niżej wzorem.

$$f_c = f_s \cdot \sqrt{1 + \frac{V_{as}}{V_b}}$$

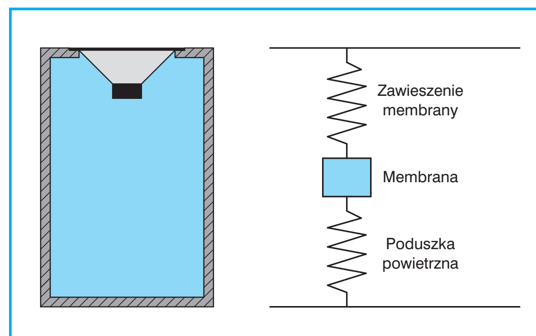
gdzie:
V_b – pojemność obudowy [l],
f_c – częstotliwość rezonansowa głośnika w obudowie zamkniętej,

Właśnie ten wzór pokazuje, że częstotliwość rezonansowa wzrośnie 1,42 razy kiedy $V_{as} = V_b$. Tak więc zmieniając objętość obudowy w odniesieniu do objętości zastępczej można zmieniać właściwości głośnika w obudowie. W ten sam sposób zmienia się dobroć wypadkowa głośnika po zamontowaniu w obudowie zamkniętej.

$$Q_{tc} = Q_{ts} \cdot \sqrt{1 + \frac{V_{as}}{V_b}}$$

gdzie:
Q_{tc} – wypadkowa dobroć głośnika w obudowie zamkniętej.

Zmieniając dobroć wypadkową głośnika w obudowie zamkniętej przez dobór objętości wewnętrznej obudowy zmieniać można charakterystykę częstotliwościową głośnika w obudowie w pobliżu częstotliwości rezonansowej. Poniżej częstotliwości rezonansowej głośnika następuje radykalny spadek ciśnienia akustycznego z na-



Rys. 1 Mechanika obudowy zamkniętej

chyleniem 12 dB/okt. Przykładowe przebiegi względnej charakterystyki częstotliwościowej głośnika w obudowie zamkniętej przy różnych wartościach dobroci wypadkowej przedstawia rysunku 2.

Najkorzystniejszy przebieg odpowiada dobroci wypadkowej wynoszącej 0,7. Przy dobroci równej 1 następuje podbicie niskich częstotliwości przy jednoczesnym zwiększeniu częstotliwości rezonansowej, co powoduje wcześniejsze opadanie charakterystyki od strony niskich częstotliwości niż przy dobroci wynoszącej 0,7. Przy dobroci wynoszącej 0,5 następuje spadek ciśnienia akustycznego już przy stosunkowo wysokich częstotliwościach. Efektem jest wyraźne stłumienie niskich częstotliwości, pomimo niżej leżącej częstotliwości rezonansowej.

Aby uzyskać wymaganą wielkość dobroci wypadkowej, głośniki przewidziane do stosowania w obudowie zamkniętej powinny mieć dobroć wypadkową w swobodnej przestrzeni Q_{ts} zawierającą się w zakresie od 0,33÷0,7. Będą to więc głośniki o tzw. miękkim zawieszeniu. Charakterystyczne dla nich są gumowe resory górne i duże wychylenia membrany przy niekoniecznie dużych średnicach.

Rozwiązanie to pozwala na uzyskanie dobrych wyników przy małych wymiarach obudowy i głośnika. Dlatego często używano w odniesieniu do obudowy zamkniętej terminu compact. Dobra charakterystyka częstotliwościowa zostaje jednak okupiona zmniejszoną efektywnością. Dla uzyskania wystarczającego natężenia dźwięku niezbędne okazuje się zwiększenie mocy wyjściowej wzmacniacza.

Projektowanie obudowy zamkniętej

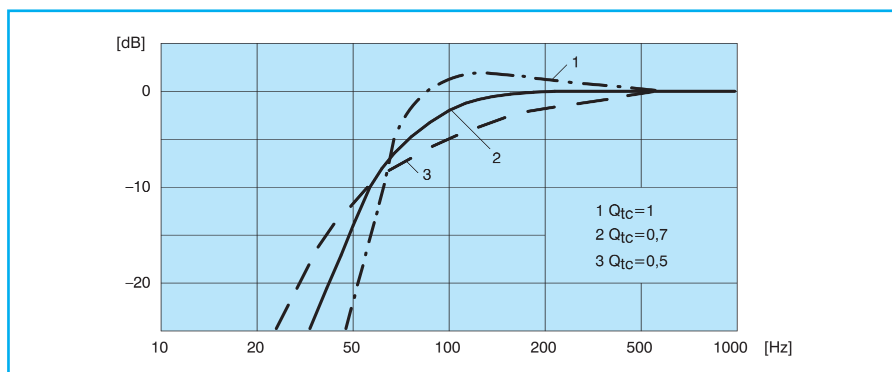
Pominę kwestię doboru mocy wzmacniacza i zestawu ze względu na wymagane natężenie dźwięku. W zastosowaniach domowych ilość „hałasu" robionego przez głośniki nie jest najważniejsza. Najczęściej będziemy projektować zestaw głośnikowy do posiadanego już wzmacniacza czy amplitunera. Moc znamionowa głośnika powinna być co najmniej równa mocy znamionowej wzmacniacza. Korzystniejszą będzie sytuacja, kiedy moc znamionowa głośnika będzie większa od mocy znamionowej wzmacniacza. Przy wyborze głośnika należy skorzystać z katalogu producenta lub poradzić się sprzedawcy w najbliższym sklepie ze sprzętem elektroakustycznym (można poprosić o dane techniczne głośnika). Na naszym rynku funkcjonują od niedawna firmy wysyłkowe sprzedające głośniki produkcji krajowej jak i renomowanych firm zagranicznych.

Zależnie od upodobań basowych należy dobrać teraz głośnik o odpowiedniej częstotliwości rezonansowej. Bardziej soczysty i niski bas wymaga głośnika o jak najniższej częstotliwości rezonansowej. Wiąże się to z wielkością membrany i w konsekwencji z wielkością obudowy. Przy okazji zwrócić uwagę na pozostałe parametry a zwłaszcza dobroć Q_{ts}, która powinna zawierać się w przedziale od 0,33 do 0,7.

Do zaprojektowania obudowy niezbędna jest znajomość następujących parametrów głośnika: f_s, V_{as} i Q_{ts}. Samo projektowanie w zasadzie polega na określeniu objętości obudowy V_b przy jakiej uzyska się zakładaną dobroć wypadkową głośnika w obudowie Q_{tc}. Najkorzystniejszą wartością dobroci wydaje się 0,7. Poszukiwaną objętość obliczymy z następującego wzoru:

$$V_b = \frac{V_{as}}{\frac{Q_{tc}^2}{Q_{ts}^2} - 1}$$

Widać z tego wzoru, że objętość wewnętrzna obudowy będzie bezpośrednio zależała od parametru głośnika V_{as}. Przy dobroci głośnika zbliżonej do 0,7 niezbędne jest zastosowanie dobroci wypadkowej większej od 0,7 dla uzyskania rozsądnych wymiarów obudowy. Praktycznie wartość dobroci wypadkowej Q_{tc} powinna zawierać się w przedziale od 0,6 do 1,0. Mniejsze wartości zdecydowanie pogarszają odtwarzanie niskich tonów. Wartości większe od 1 powodują wzrost ciśnienia akustycznego dla częstotliwości zbliżonych do rezonansowej i pogorszenie właściwości impulsowych.



Rys. 2 Wpływ dobroci wypadkowej na charakterystykę częstotliwościową

Przewidywane wytłumienie akustyczne wnętrza obudowy materiałem tłumiącym (wata, pianka itp.) prowadzi do efektywnego zwiększenia objętości obudowy i dlatego obliczona wartość powinna zostać pomnożona przez współczynnik 0,9. Na podstawie objętości możemy już obliczyć wewnętrzne wymiary obudowy (zależnie od kształtu – najłatwiej dla obudowy prostopadłościennej). Sądzę, że z tym zadaniem każdy poradzi sobie samodzielnie.

Mając objętość obudowy możemy pokusić się o obliczenie częstotliwości rezonansowej głośnika w obudowie. Jest to o tyle interesujące, że praktycznie poniżej tej częstotliwości szybko zanika ciśnienie akustyczne promieniowane przez głośnik w obudowie. Odpowiedni wzór był podany wcześniej.

Do wykonania obudowy najlepiej nadaje się płyta MDF o grubości ścianek 19 mm. W ostateczności małe obudowy o mocach do 50 W można wykonać z cieńszej płyty np. 12 mm. Po dokładnej obróbce krawędzi ścianek sklejenie nie powinno stanowić problemu. Proponuję zastosowanie powszechnie dostępnego kleju Wikol. Spoiny można dodatkowo uszczelnić elastyczną masą silikonową.

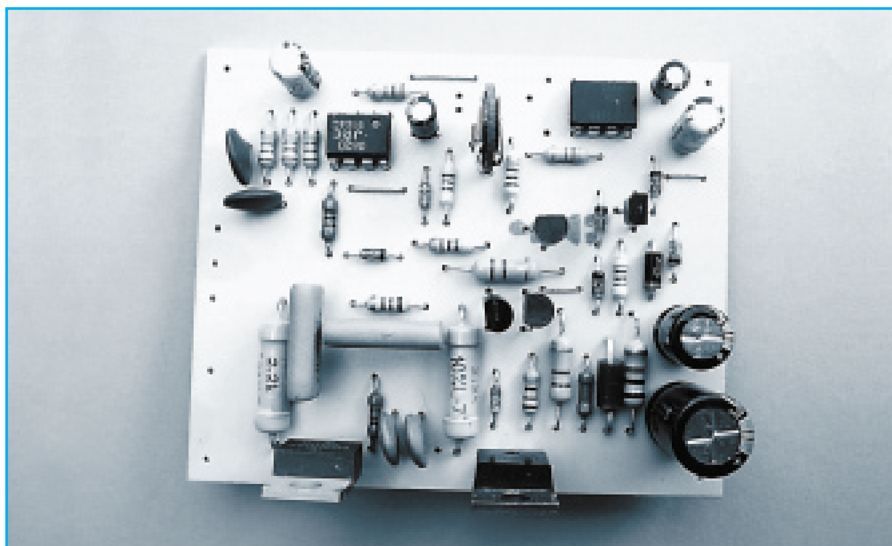
Wnętrze obudowy powinno być wypełnione materiałem tłumiącym. Dla zdobycia takiego materiału proponuje wycieczkę po ścinki do tapicera lub sklepu z dodatkami krawieckimi.

Uszczelnienia wymaga krawędź styku kosza głośnika z obudową i gniazdo połączeniowe. Można tu zastosować cienką piankę poliuretanową lub masę silikonową. Przy podłączaniu głośnika do gniazda należy zwrócić uwagę na fazę głośnika i odpowiednio połączyć. Fazowanie głośnika można dokonać lub sprawdzić korzystając z bateryjki. Podłączenie dodatniego bieguna bateryjki do „+" głośnika powinno spowodować przemieszczenie membrany do przodu.

◊ **R.K.**

Stabilizator wstępny ograniczający moc strat w tranzystorach szeregowych zasilaczy laboratoryjnych

Zasilacze laboratoryjne stanowią specyficzną grupę urządzeń dużej mocy. Zwłaszcza te które mogą dostarczać napięć w szerokim zakresie od 0 od 30 V przy prądach wyjściowych rzędu 3 do 5 A. Moc tracona w tranzystorach szeregowych zasilacza może osiągać wartość rzędu nawet 200 W, co stanowi nie lada problem. Po opublikowaniu w PE 10÷12/99 zasilacza laboratoryjnego do redakcji napłynęło wiele listów w których głównym problemem było grzanie się tranzystorów mocy i ich termiczne uszkodzenie. Poniższy artykuł zawiera opis układu pozwalającego ograniczyć moc traconą w tranzystorach szeregowych i zabezpieczyć je w ten sposób przed przegrzaniem. Opisane urządzenie ma także na celu ochronę środowiska przez zmniejszenie zużycia energii elektrycznej.



Moc tracona w tranzystorach szeregowych zasilacza zależy od różnicy napięć pomiędzy kondensatorem filtru a wyjściem zasilacza, oraz prądu wyjściowego. Najgorszym przypadkiem jest pobór prądu maksymalnego przy niskim napięciu wyjściowym. Wartość mocy można obliczyć na podstawie prostego wzoru:

$$P[W]=\left(U_{we}[V]-U_{wy}[V]\right)\cdot\left(I\,[A]+I_p\,[A]\right)$$

gdzie:
U_{we} – napięcie na kondensatorze filtru,
U_{wy} – aktualne napięcie wyj. zasilacza,
I – prąd pobierany z wyjścia zasilacza,
I_p – prąd zasilania układów pomocniczych, w tym prąd obciążenia wstępnego.

Ograniczenie mocy traconej w tranzystorach szeregowych można uzyskać na kilka sposobów. Pierwszym z nich jest zmiana zasilacza o regulacji ciągłej na zasilacz impulsowy. Tego rozwiązania nie stosuje się jednak ze względu na gorsze parametry zasilaczy impulsowych głównie takich jak napięcie tętnień na wyjściu i czas odpowiedzi na zmianę obciążenia (prądu). Istotnym czynnikiem są także zakłócenia impulsowe wytwarzane przez stabilizatory impulsowe, które mogą przenikać do układów zasilanych.

Drugą metodą ograniczenia mocy strat jest zastosowanie transformatora sieciowego z przełączanymi uzwojeniami wtórnymi. Przy tym rozwiązaniu w zależności od wartości napięcia wyjściowego tranzystory szeregowe zasilane są pełnym, lub obniżonym napięciem. W praktyce, dla uproszczenia układów przełączających, stosuje się tylko dwa napięcia zasilające. Przełączanie napięć może odbywać się ręcznie (bardzo rzadko stosowane rozwiązanie) lub automatycznie. Rozwiązanie to pozwala na prawie dwukrotne zmniejszenie mocy strat. Posiada ono, mimo pozornej prostoty, kilka wad. Wymaga stosowania droższego transformatora z odczepem i dodatkowego zasilania układów małej mocy stabilizatora.

Trzecim spotykanym rozwiązaniem jest zastosowanie prostego, wstępnego stabilizatora impulsowego. Schemat blokowy takiego układu przedstawiono na rysunku 1. Zadaniem układu jest utrzymywanie stałej różnicy napięć na elemencie regulacyjnym w zasilaczu stabilizowanym bez względu na wartość napięcia i prądu wyjściowego. Elementem regulacyjnym może być zarówno tranzystor (tranzystory) jak i układ scalony (LM 7805, LM 317). Napięcie wyjściowe zasilacza U_{wy} i napięcie z kondensatora C filtru – U_{we} doprowadzone jest do wzmacniacza różnicowego. Na jego wyjściu otrzymuje się wartość napięcia równą różnicy tych napięć:

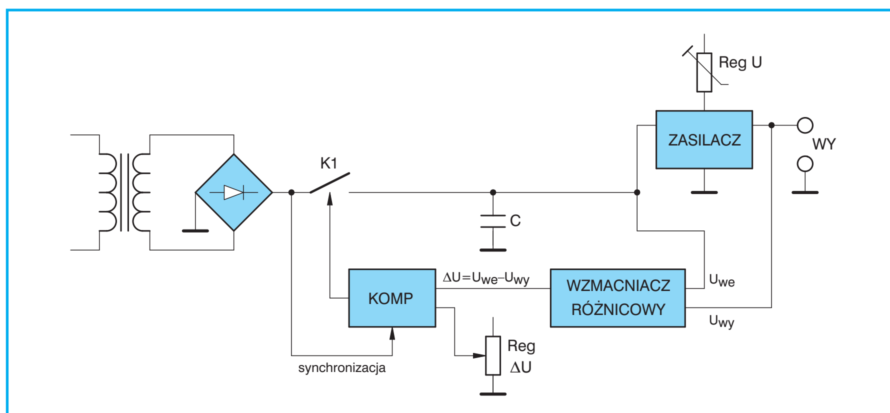
$$\Delta U = U_{we} - U_{wy}$$

Napięcie z wyjścia wzmacniacza różnicowego doprowadzone jest do komparatora KOMP. Do drugiego wejścia komparatora doprowadzone jest z kolei stałe napięcie regulowane Reg ΔU. Komparator synchronizowany jest zewnętrznym przebiegiem zgodnym w fazie z częstotliwością na wyjściu prostownika pełnookresowego (100 Hz). Przy każdym przejściu napięcia wyprostowanego przez zero klucz K1 zostaje włączony, umożliwiając tym samym rozpoczęcie ładowania kondensatora C. Gdy różnica napięć U_{we} i U_{wy} osiągnie wartość większą niż wartość ustawionego napięcia Reg ΔU, komparator wyłączy klucz K1 powodując tym samym zakończenie ładowania kondensatora filtru C. Dzięki temu napięcie na kondensatorze C będzie zawsze większe od napięcia wyjściowego zasilacza o wartość Reg ΔU ustawianą potencjometrem.

Częstotliwość włączania i wyłączania klucza wynosi 100 Hz, zatem na kondensatorze C będzie występowało napięcie tętnień, tak samo jak na kondensatorze w klasycznym prostowniku niestabilizo-

wanym. Wartość napięcia tętnień zależy od wartości pojemności kondensatora C i prądu pobieranego z zasilacza. Przy dostatecznie dużej pojemności tętnienia nie powinny przekraczać 2 V_{pp}. Z kolei różnica napięć niezbędna dla prawidłowej pracy elementu regulacyjnego w zasilaczu wynosi ok. 2÷3 V. Możliwe jest zatem ustawienie różnicy napięć U_{we} i U_{wy} na poziomie ok. 4 V. Daje to moc traconą w elemencie regulacyjnym rzędu 20 W przy prądzie wyjściowym 5 A. W ten sposób uzyskuje się dziesięciokrotne zmniejszenie mocy traconej w zasilaczu stosunku do najgorszego przypadku (duży prąd, małe napięcie wyjściowe). Oczywiście bilans mocy jest nieco pogorszony przez straty w samym kluczu K1, ale nie przekraczają one wartości 5 W.

Oddanie do otoczenia mocy 25 W nie stanowi już większego problemu. Do tego celu wystarczy „połówka" radiatora jednostronnie żebrowanego



Rys. 1 Schemat blokowy wstępnego stabilizatora impulsowego

o wymiarach 8×8 cm z zamontowanym wentylatorem 6×6 cm.

Wstępny stabilizator pracujący w oparciu o powyższą ideę nie wprowadza praktycznie żadnych zakłóceń, gdyż nie ma w nim żadnej indukcyjności. Nie zapewnia on co prawda samej stabilizacji napięcia, gdyż na kondensatorze C występują tętnienia 100 Hz lecz od tego jest stabilizator o pracy ciągłej.

Opis układu

Opisywany tu stabilizator wstępny może współpracować z różnymi zasilaczami laboratoryjnymi. Podłączenie układu

Rys. 2 Schemat ideowy wstępnego stabilizatora impulsowego

wymaga niewielkiej przeróbki filtru w zasilaczu. Konieczne jest przerwanie połączenia pomiędzy wyjściem prostownika a kondensatorem filtru (rys. 2). W ten sposób w punkcie Z otrzymuje się napięcie wyprostowane, składające się z połówek sinusoidy. Aby kształt napięcia na wyjściu prostownika był „ładny", taki jak spotyka się na rysunkach w książkach niezbędny jest rezystor R1, którego zadaniem jest sprowadzanie wartości napięcia do zera w przerwach między połówkami sinusoidy.

Do zasilania układów stabilizatora wykorzystano dodatkowy prostownik składający się z diody D1, filtru C2. Dalej umieszczono parametryczny stabilizator z diodą Zenera D2 i D3. Stabilizator dostarcza napięcia +27 V lub +15 V w zależności od potrzeb, o czym napiszemy później.

Oprócz dodatniego napięcia zasilania potrzebne jest jeszcze niewielkie napięcie ujemne. Ponieważ w wielu rozwiązaniach zasilaczy laboratoryjnych napięcie takie jest niedostępne w układzie zastosowano scaloną przetwornicę kondensatorową US1 (rys. 2) z układem ICL 7660. Jeżeli zasilacz w którym montujemy stabilizator wstępny posiada ujemne napięcie można zamiast układu US1 zastosować prosty stabilizator parametryczny RX, DX.

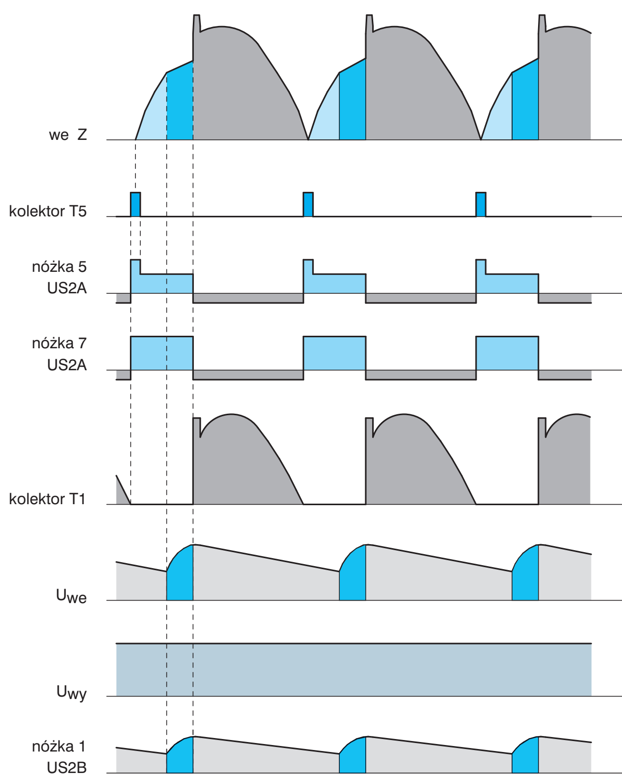
Sygnał synchronizacji wytwarzany jest przez tranzystor T5 (rys. 2), do bazy którego doprowadzono wyprostowane połówki synchronizacji. Przez cały czas trwania przebiegu tranzystor jest nasycony, zatem na jego kolektorze występuje napięcie zerowe (ok. 0,2 V). W chwili gdy wartość wyprostowanego napięcia spada do zera T5 ulega zatkaniu. Tym samym na jego kolektorze pojawia się dodatnia szpilka trwająca ok. 1 ms (rys. 3), dokładny czas trwania szpilki nie jest istotny.

Mając już napięcia zasilające i impulsy synchronizujące można przystąpić do opisu zasadniczej części zasilacza wstępnego. Sygnałami wejściowymi (sterującymi) są napięcia U_{we} i U_{wy}. Napięcie U_{we} doprowadzone jest z wejścia (kolektora) elementu regulacyjnego w zasilaczu laboratoryjnym. Natomiast U_{wy} to aktualne napięcie wyjściowe zasilacza laboratoryjnego. Oba napięcia doprowadzone są do wzmacniacza różnicowego US2B, którego wzmocnienie wynosi 1 V/V. Na wyjściu wzmacniacza US2B otrzymuje się zatem różnicę napięć występującą na elemencie regulacyjnym w zasilaczu laboratoryjnym.

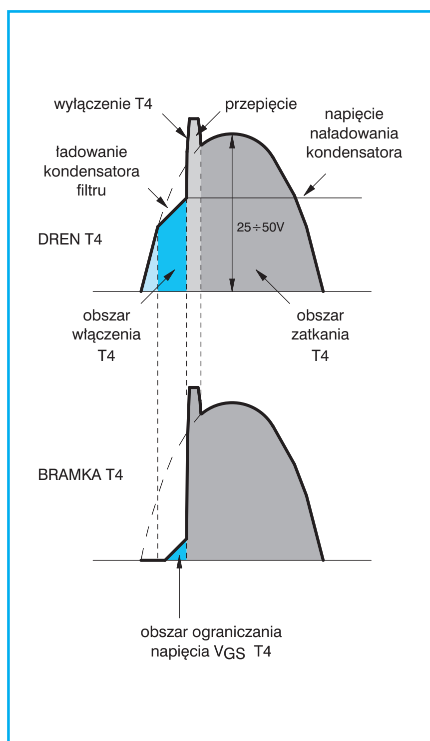
Różnica napięć U_{we}–U_{wy} doprowadzona zostaje do wejścia odwracającego komparatora US2A (nóżka 6). Do wejścia nieodwracającego (nóżka 5) doprowadzone jest napięcie referencyjne ustawiane potencjometrem P1. Ponieważ napięcie to powinno być stabilne, zastosowano dodatkowy zasilacz parametryczny z diodą Zenera D10. Komparator US2A ma za zadanie sterowanie pracą klucza, który włącza ładowanie kondensatora filtru w zasilaczu laboratoryjnym. Jako klucz zastosowano tranzystor MOSFET T4 z kanałem p. Co prawda tranzystory z kanałem p posiadają większą rezystancję włączenia w porównaniu z tranzystorami z kanałem n, lecz w tym układzie sterowanie tranzystora typu p jest znacznie prostsze. Tranzystory MOSFET posiadają wewnętrzną diodę zwrotną której anoda połączona jest z drenem a katoda ze źródłem. Dioda ta powstaje w procesie produkcji. Ponieważ klucz ma przewodzić prąd tylko w jednym kierunku, od prostownika do kondensatora filtru konieczne było zastosowanie dodatkowej diody D5 zapobiegającej cofaniu się napięcia z kondensatora filtru. Z katody diody D5 napięcie poprowadzone jest bezpośrednio do kondensatora filtru w zasilaczu stabilizowanym (wyjście S). Warto zwrócić uwagę na oddzielne prowadzenie przewodów prądowych (wyjście S) i napięciowych (wejście U_{we}) dochodzących do tego samego punktu w zasilaczu laboratoryjnym. Rozdzielenie to ma na celu wyeliminowanie zakłóceń wywoływanych przepływem dużego prądu ładowania kondensatora filtru.

Tranzystor T4 jest zatkany, gdy napięcie pomiędzy bramką G a źródłem S jest mniejsze od napięcia progowego, czyli ma wartość 0÷2 V. Włączenie tranzystora T4 następuje w chwili wzrostu napięcia U_{GS} powyżej 2÷4 V. Z drugiej strony wytrzymałość napięciowa bramki jest ograniczona do wartości ±10÷20 V.

Napięcie na źródle tranzystora T4 zmienia się sinusoidalnie od 0 V do 30÷50 V (w zależności od wersji zasilacza laboratoryjnego) może nastąpić przekroczenie maksymalnej wartości U_{GS} powodując trwałe uszkodzenie tranzystora MOSFET. Z tego też względu konieczne jest zapewnienie właściwego sterowania T4. Bramka tranzystora MOSFET sterowana jest za pomocą prostego stopnia przeciwsobnego składającego się z tranzystorów T2 i T3. Zastosowanie stopnia przeciwsobnego jest klasycznym rozwiązaniem mającym na celu sterowanie obwodu bramki tranzystora MOSFET ze źródła o małej rezystancji. Umożliwia to szybkie przeładowywanie znacznej pojemności wejściowej



Rys. 3 Przebiegi napięć w punktach układu



Rys. 4 Wykresy napięć na źródle i bramce tranzystora T4

tranzystora (rzędu 1÷2 nF). W efekcie znacznie skraca się czasy włączania i wyłączania tranzystora, zmniejszając tym samym moc traconą w kluczu, wynikającą w głównej mierze z samego procesu przełączania. Moc tracona podczas przewodzenia jest niezwykle mała, praktycznie do pominięcia np. 10 A·0,15 Ω=1,5 W

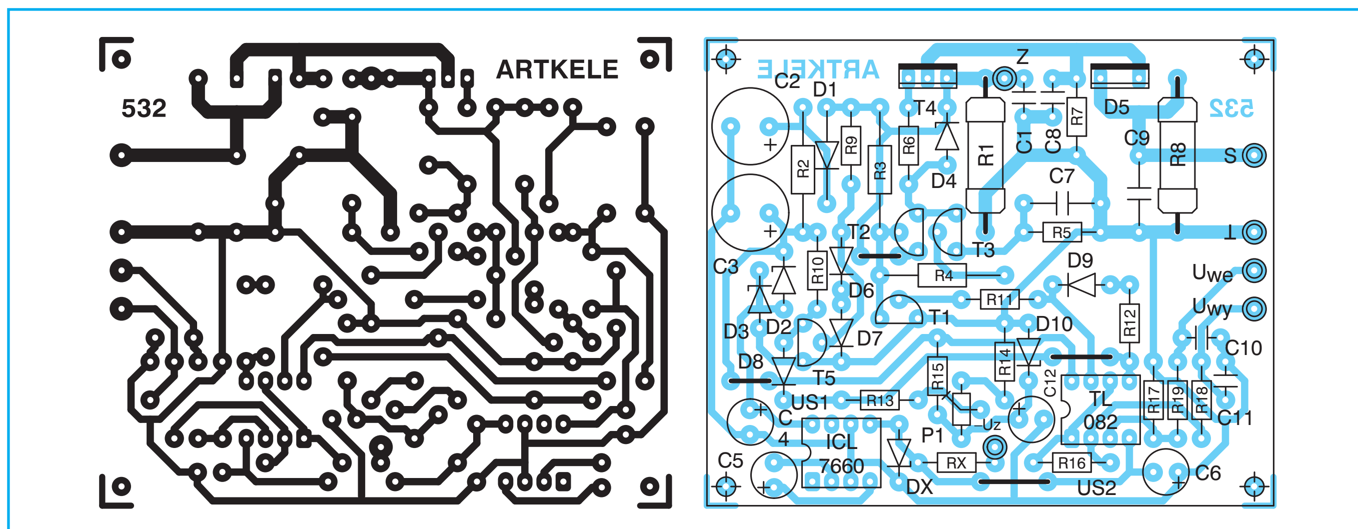
W czasie gdy włączony jest tranzystor T2 napięcie pomiędzy bramką a źródłem zbliżone jest do zera i tym samym klucz T4 jest zatkany. Natomiast gdy włączony jest tranzystor T3 bramka T4 jest zwarta za pośrednictwem rezystora R5 z masą. Natomiast napięcie źródło-bramka ulega zmianie w takt zmian napięcia sinusoidalnego na wyjściu prostownika. Tranzystor T4 w takiej sytuacji włącza się. Jak wcześniej napisano maksymalna napięcie źródło-bramka nie może przekroczyć wartości 10 V. Dlatego też równolegle do tranzystora T2 włączono diodę Zenera D4, która zaczyna przewodzić w chwili gdy różnica napięć pomiędzy źródłem a bramką T4 osiągnie wartość 10 V. Do ograniczania prądu diody Zenera służy rezystor R5.

Takim oto sposobem uzyskano pewne i bezpieczne sterowanie tranzystora MOSFET, gwarantujące zminimalizowanie strat mocy w tym elemencie. Należy zwrócić uwagę, że cały układ sterowania jest „pływający”. Oznacza to, że napięcia sterujące i zasilające nie są stałe, a zmieniają się w takt zmian napięcia wyjściowego z prostownika.

Z kolei „pływający” stopień przeciwsobny T2 i T3 wymaga także odpowiedniego wysterowania z komparatora zasilanego już napięciem stałym. Rolę stopnia pośredniczącego pełni tranzystor T1. W czasie kiedy jest on zatkany prąd sterujący płynie przez rezystor R3 włączając tranzystor T2 i zatykając tym samym T4. Natomiast gdy T1 jest nasycony prąd płynie przez rezystor R4 włączając tranzystor T3, co spowoduje włączenie T4.

Teraz znając już układ sterowania klucza T4 można przystąpić do opisu pracy układu stabilizatora wstępnego. Do analizy pomocny będzie rysunek 3. Rozpocznijmy analizę od chwili gdy napięcie na wyjściu prostownika ma wartość zerową. W tym czasie dodatnia szpilka impulsu synchronizacji dodawana jest do napięcia referencyjnego doprowadzonego do wejścia odwracającego komparatora US2A. Efektem tego jest wymuszenie wysokiego stanu na wyjściu komparatora, co pociąga za sobą nasycenie tranzystora T1 i włączenie klucza T4. W początkowej fazie mimo, że klucz jest włączony nie płynie przez niego prąd, gdyż napięcie na wyjściu prostownika jest jeszcze niższe niż napięcie na kondensatorze filtru (obszar zaznaczony kolorem jasnoniebieskim na górnym wykresie rysunku 3). W chwili gdy wartość napięcia na wyjściu prostownika przekroczy wartość napięcia na kondensatorze filtru przez tranzystor T4 i diodę D5 zaczyna płynąć prąd ładowania kondensatora filtru (obszar zaznaczony kolorem ciemnoniebieskim na górnym wykresie rysunku 3). Od tego momentu napięcie na kondensatorze filtru zaczyna wzrastać. W chwili, gdy różnica napięć U_{we} i U_{wy} przekroczy wartość ustawioną potencjometrem P1 komparator US2A zmieni stan wyjścia na niski powodując tym samym wyłączenie tranzystora T4 i zakończenie ładowania kondensatora filtru (obszar zaznaczony kolorem szarym na górnym wykresie rysunku 3). Napięcie na kondensatorze filtru osiągnie w takim wypadku wartość równą sumie napięcia wyjściowego zasilacza i stałej wartości napięcia referencyjnego.

Po zakończeniu procesu ładowania kondensatora filtru napięcie na nim zaczyna opadać, co spowodowane jest prądem pobieranym przez zasilacz laboratoryjny i jego obciążenie. Taka sytuacja prowadziłaby do ponownego włączenia tranzystora T4, gdyż różnica napięć U_{we} i U_{wy} zmalałaby poniżej wartości napięcia referencyjnego. Nie dzieje się tak dlatego ponieważ, gdy komparator US2A zmieni



Rys. 5 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów

swój stan na niski napięcie referencyjne na nóżce 5 komparatora zostanie obniżone dzięki włączeniu diody D9. Zapewnia to stabilny stan wyłączenia T4 i eliminuje niepożądane oscylacje. Zatem dodatkowe zwiększenie napięcia referencyjnego przez impuls synchronizacji i obniżenie go w czasie stanu niskiego na wyjściu komparatora spełniają funkcję pętli histerezy komparatora. Należy zwrócić uwagę, że włączanie klucza T4 następuje w każdym cyklu przejścia napięcia przez zero.

Na rysunku 4 Przedstawiono szczegółowy przebieg napięć na elektrodach tranzystora T4. W pierwszej fazie (kolor jasnoniebieski) tranzystor T4 jest włączony, lecz nie płynie przez niego prąd, bramka jest na potencjale masy. Napięcie na źródle wzrasta w tym czasie zgodnie z napięciem sinusoidalnym. W chwili, gdy prąd ładowania kondensatora filtru zaczyna płynąć (kolor ciemnoniebieski) napięcie na źródle T4 odbiega nieco od kształtu sinusoidalnego. Sinusoida ulega spłaszczeniu. Dzieje się tak na wskutek obciążenia transformatora sieciowego. „Spłaszczenie" sinusoidy wynika ze spadku napięcia na rezystancji wewnętrznej transformatora i diodach prostownika. Wielkość tej deformacji zależy od samego transformatora, oraz od wartości prądu pobieranego z zasilacza laboratoryjnego. W tym czasie napięcie na bramce T4 może zacząć wzrastać ponad 0 V na skutek włączenia się diody zabezpieczającej złącze bramka-źródło T4 (kolor ciemnoniebieski na dolnym wykresie). W chwili gdy tranzystor T4 zostaje zatkany pojawia się dodatnia szpilka wynikająca z gwałtownego przerwania przepływu prądu. Szpilka ta wytwarzana jest na indukcyjności własnej transformatora. Szkodliwe przepięcie zmniejszane jest przez kondensatory przeciwzakłóceniowe C1, C7 i C8. Warto zauważyć, że zakłócenie to występuje tylko po stronie wejścia zasilacza wstępnego, nie pojawia się ono na jego wyjściu.

Na sam koniec należy jeszcze wspomnieć o tętnieniach napięcia na kondensatorze filtru. Częstotliwość tętnień jest równa 100 Hz, czyli tak samo jak w klasycznym prostowniku. Osiągnięto to dzięki synchronizacji włączania tranzystora T4. Kształt napięcia tętnień także nie odbiega od klasycznego (rys. 3). Amplituda tętnień zależy od wartości pojemności kondensatora filtru, oraz od prądu pobieranego z zasilacza laboratoryjnego.

Montaż i uruchomienie

Cały układ mieści się na niewielkiej płytce drukowanej. Elementy w których tracona jest moc T4 i T5 znajdują się na krawędzi płytki, tak że można je przykręcić do radiatora. Konieczne jest zastosowanie podkładek izolacyjnych.

Zastosowanie niektórych elementów w zasilaczu wstępnym nie jest konieczne. Jeżeli zasilacz laboratoryjny do którego montuje się układ posiada ujemne napięcie względem masy można pominąć układ US1, kondensator C4 i C5. W tym przypadku montuje się diodę Zenera DX na napięcie 5,1 V wraz z rezystorem RX. Wartość rezystora można obliczyć na podstawie wzoru umieszczonego na rysunku 2 (w lewym dolnym rogu).

Drugim zagadnieniem jest napięcie znamionowe diody Zenera D2 w przypadku zasilaczy laboratoryjnych w których napięcie na kondensatorze filtru jest niższe od 35 V stosuje się diodę o napięciu 12 V. Równocześnie rezystor R15 powinien zostać zmieniony na wartość 2,7 kΩ. W tym przypadku można też zastąpić tranzystory T1 i T2 na wersje o niższym napięciu kolektor-emiter, odpowiednio T1-BC 547B i T2-BC 557B.

Obie wartości podano na schemacie w nawiasie. Dla zasilaczy o napięciu na kondensatorze filtru wyższym niż 35 V w układzie montuje się elementy takie jak podano w wykazie.

W oryginalnym układzie jako diodę D5 zastosowano diodę Schottky'ego (10 A/100 V), co miało na celu zmniejszenie strat mocy. Nic nie stoi na przeszkodzie aby zastąpić ją inną diodą prostowniczą o prądzie maksymalnym min. 10 A i napięciu przebicia wyższym od 100 V. W przypadku zasilaczy o napięciu niższym niż 40 V można zastosować diodę Schottky'ego lub zwykłą na napięcie 45 V (50 V).

Po zamontowaniu wszystkich elementów i sprawdzeniu poprawności montażu można przystąpić do podłączenia układu zasilacza wstępnego. W tym celu w zasilaczu laboratoryjnym należy przerwać połączenie pomiędzy wyjściem prostownika a kondensatorem filtru. Jeżeli sterujące układy elektroniczne zasilacza laboratoryjnego są zasilane pełnym napięciem konieczne jest zastosowanie dodatkowego prostownika z jedną diodą i kondensatora filtrującego o pojemności 470 μF. Dioda powinna być dołączony do wyjścia prostownika pełnookresowego (analogicznie jak dioda D1 i kondensator C2). Z dodatkowego kondensatora można już poprowadzić zasilanie do reszty układu zasilacza laboratoryjnego.

Połączenie zasilacza wstępnego przeprowadza się zgodnie ze schematem z rysunku 2, pamiętając aby przewody z punktów S i U_{we} były oddzielne, co opisano wcześniej. Gdy wszystkie połączenia są wykonane i cały układ jest już sprawdzony można włączyć urządzenie. Sprawdzenie polega na pomiarze różnicy napięć występującej na szeregowym elemencie regulacyjnym w zasilaczu laboratoryjnym. Wartość tej różnicy ustawia się potencjometrem P1. Różnica napięć powinna być w przybliżeniu stała dla pełnego zakresu napięć wyjściowych zasilacza laboratoryjnego. Dopuszczalne są odchyłki na poziomie 2 V wynikające z różnej wartości napięcia tętnień. Dokładne ustawienie minimalnej różnicy napięć można przeprowadzić przy obciążeniu zasilacza laboratoryjnego maksymalnym prądem wyjściowym, mierząc poziom tętnień na jego wyjściu w całym zakresie regulowanych napięć. Wzrost napięcia tętnień świadczy, że ustawiona różnica napięć jest zbyt mała. Należy wtedy nieco zwiększyć wartość napięcia referencyjnego potencjometrem P1 i ponownie przeprowadzić pomiary.

Można także porównać przebiegi w punktach układu z podanymi na rysunku 3. Należy się liczyć z tym, że rysunek jest idealizowany, a rzeczywiste przebiegi mogą się nieco różnić od nich. Poza czynnościami sprawdzającymi układ nie wymaga uruchamiania.

Wykaz elementów

Półprzewodniki	
US1*	**– ICL 7660, patrz opis w tekście**
US2	**– TL 082**
T1*	**– BC 546B, patrz opis w tekście**
T2, T5	**– BC 547B**
T3*	**– BC 556B, patrz opis w tekście**
T4	**– IRF 9540**
D1	**– 1N4007**
D2*	**– 22 V/0,5 W Zenera, patrz opis w tekście**
D3	**– 5,1 V/0,25 W Zenera**
D4	**– 10 V/0,5 W Zenera**
D5*	**– PBYR 10100, patrz opis w tekście**
D6÷D9	**– 1N4148**

Półprzewodniki cd.	
D10	– 7,5 V/0,25 W Zenera
DX	– patrz opis w tekście
Rezystory	
R6	– 10 Ω/0,125 W
R5	– 1 kΩ/0,125 W
R2	– 1 kΩ/0,5 W
R1, R8	– 2,2 kΩ/1 W
R10	– 3,3 kΩ/0,125 W
R3, R4	– 4,7 kΩ/0,5 W
R11	– 5,1 kΩ/0,125 W
R15	– 5,1 kΩ/0,125 W, patrz opis w tekście
R12	– 10 kΩ/0,125 W
R14	– 12 kΩ/0,125 W
Rezystory cd.	
R7	– 15 kΩ/0,25 W
R16÷R19	– 22 kΩ/0,125 W
R9	– 33 kΩ/0,125 W
R13	– 47 kΩ/0,125 W
RX	– patrz opis w tekście
P1	– 22 kΩ TVP 1232
Kondensatory	
C1, C8	– 22 nF/50 V ceramiczny
C10, C11	– 47 nF/50 V ceramiczny
C7, C9	– 470 nF/63 V MKSE-20
C5*	– 10 μF/25 V, patrz opis w tekście
C4*	– 22 μF/25 V, patrz opis w tekście
Kondensatory cd.	
C12	– 10 μF/25 V
C6	– 22 μF/25 V
C3	– 100 μF/40 V
C2	– 220 μF/50 V
Inne	
płytka drukowana numer 532	

Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 532 – 4,40 zł + koszty wysyłki.

◊ *mgr inż. Dariusz Cichoński*

Modyfikacja miksera audio

W Praktycznym Elektroniku 3/2000 Przedstawiono mikser przeznaczony głównie do udźwiękowiania filmów amatorskich. Sądząc po pytaniach Czytelników temat ten wzbudził duże zainteresowanie. Świadczy to pośrednio o tym, że coraz więcej Czytelników posiada kamery Video, a także, że nastał czas Pierwszych Komunii, kiedy to kamery po zimowej przerwie zaczynają rejestrować otaczający nas świat.

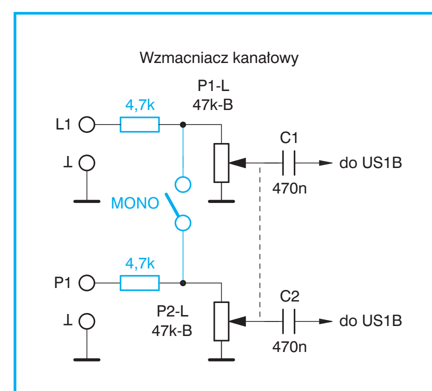
Kilka listów które otrzymaliśmy zwracało uwagę na zbyt cichy głos z mikrofonu. Przyczyną może być mała czułość mikrofonu. Aby temu zaradzić wystarczy zwiększyć wartość rezystora R3 we wzmacniaczu mikrofonowym do 390÷680 kΩ. Ponadto na schemacie i płytce drukowanej zamieszczonej w PE zabrakło rezystora polaryzującego wejście nieodwracające wzmacniacza US1A. Rezystor ten o wartości 100 kΩ powinien być włączony pomiędzy nóżkę 3 US1A a masę. Na płytkach drukowanych sprzedawanych przez redakcję ten błąd nie występuje.

Drugim powtarzającym się problemem był brak przełącznika mono. W niektórych wypadkach jak piszą Czytelnicy konieczne jest doprowadzenie sygnału na oba wejścia wzmacniacza kanałowego, dysponując tylko jednym sygnałem. Rozwiązanie tego problemu jest proste. Wystarczy zamontować dwa dodatkowe rezystory i przełącznik. Schemat tego rozwiązania przedstawiono na rysunku 1. Dodatkowe elementy zaznaczono kolorem niebieskim. Przy zwartym przełączniku otrzymuje się sygnał monofoniczny.

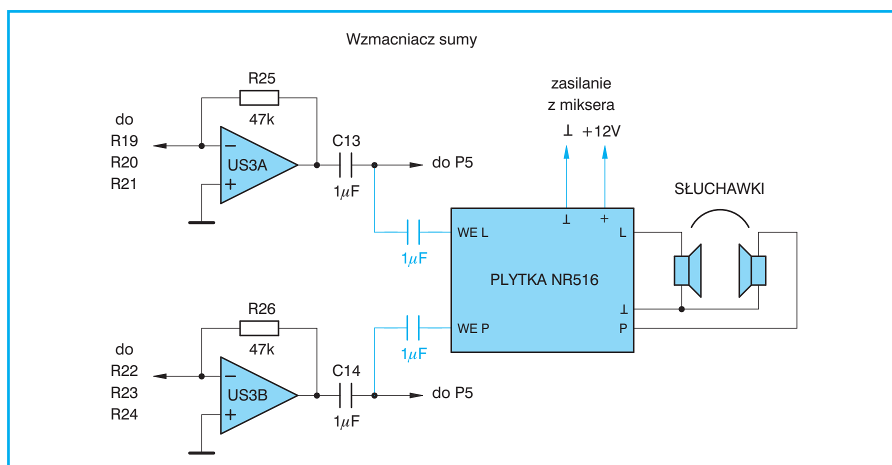
Kolejny problem to brak możliwości odsłuchu nagrywanego sygnału. Także w tym przypadku nie ma większych problemów. Wystarczy tylko zmontować układ „Walkmena dla zakochanych” opisany w PE 2/2000 i podłączyć go zgodnie ze schematem na rysunku 2. W układzie wzmacniacza słuchawkowego należy zamiast potencjometrów montażowych zastosować stereofoniczny potencjometr obrotowy 47 kΩ-B. W razie konieczności, gdy dźwięk w słuchawkach będzie zbyt głośny lub zbyt cichy można zmienić wartości rezystorów R1 i R2. Wzmacniacz słuchawkowy zasila się napięciem +12 V pobieranym z układu miksera. Układ monitorowania (podsłuchu) jest dołączony do miksera przed potencjometrem poziomu sygnału wyjściowego, tak że ewentualne zmiany ustawienia tego potencjometru podczas nagrywania nie zmieniają głośności odsłuchu.

Na sam koniec jeszcze jedna uwaga. Jeden Czytelnik twierdził, że mikser ma zbyt duże wzmocnienie. W jego przypadku konieczne było mocne wyciszanie sygnału wyjściowego potencjometrem poziomu wyjściowego. W takim wypadku można zmniejszyć wartość rezystorów R25 i R26 we wzmacniaczu sumy.

◊ *Redakcja*

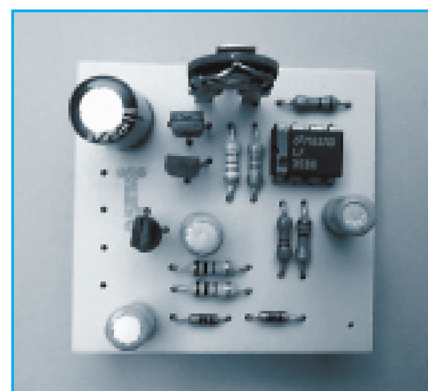


Rys. 1 Schemat podłączenia przełącznika mono/stereo



Rys. 2 Schemat podłączenia wzmacniacza słuchawkowego

Elektroniczny dzwonek rowerowy



Wakacje coraz bliżej, a wraz z nimi wyjazdy nad jezioro, do lasu lub nad rzekę. Jak wyjazd to oczywiście na rowerze, jest to i przyjemne i zdrowe. Moda na turystykę rowerową jest coraz większa. Większy ruch rowerowy to i większa liczba wypadków, zderzeń rowerzystów ze sobą i z pieszymi. Artykuł zawiera opis prostego elektronicznego dzwonka, który jak ma nadzieję autor, zmniejszy liczbę kolizji i potłuczonych łokci.

Każdy pojazd mechaniczny powinien być wyposażony w sygnał dźwiękowy. Ta uwaga dotyczy także rowerów poruszających się po drogach publicznych. Zapewne wiele osób uśmiechnie się po przeczytaniu tego wstępu, ale sygnał dźwiękowy jest przydatny. Jadąc rowerem także można spowodować kolizję. W sytuacjach awaryjnych bardzo przydaje się sygnał dźwiękowy. Proponuję początkującym elektronikom wykonanie prostego sygnalizatora akustycznego. Koszt tej zabawki wynosi kilkanaście złotych, a frajda jest wielka. Zmontowanie całego urządzenia zajmuje niecałe piętnaście minut.

Dźwięk sygnału powinien być wyraźnie słyszalny, nie może natomiast straszyć ludzi. Wiadomo, że strach paraliżuje i osoba ostrzegana przez nas zamiast ustąpić drogi stanie jak zamurowana. Elementem wytwarzającym sygnał jest miniaturowy scalony generator melodyjki US1. Układ ten zawiera w sobie pamięć ROM z zapisaną melodyjką i wewnętrzny generator. Produkowane są wersje z różnymi melodyjkami, tak więc wybór sygnałów jest szeroki. Generatory melodyjek przewidziane są do zasilania z baterii 1,5 V. Dlatego też konieczne jest obniżenie napięcia doprowadzonego do układu. Funkcję prostego stabilizatora spełniają dwie diody D1 i D2 zasilane przez rezystor R1. Napięcie na dwóch diodach wynosi ok. 1,4 V. Generator rozpoczyna melodię po włączeniu napięcia zasilania. Rezystor R2 stanowi wstępne obciążenie generatora melodyjki, zapewniając właściwą pracę stopnia wyjściowego.

W założeniu producentów przetwornikiem dźwiękowym jest miniaturowy głośniczek piezoelektryczny. Jednakże naszym wypadku nie zapewni on dostatecznej głośności. Dlatego też za generatorem umieszczono prosty wzmacniacz mocy. Wykorzystano w nim wzmacniacz operacyjny US2A i dwa tranzystory. Jako że układ zasilany jest z baterii trzeba wstępnie spolaryzować wejście wzmacniacza. Zadanie to spełniają rezystory R3 i R4, dzięki którym do wejścia nieodwracającego doprowadzone jest napięcie równe połowie napięcia baterii. W ten sposób na wyjściu wzmacniacza także uzyskuje się połowę napięcia zasilania.

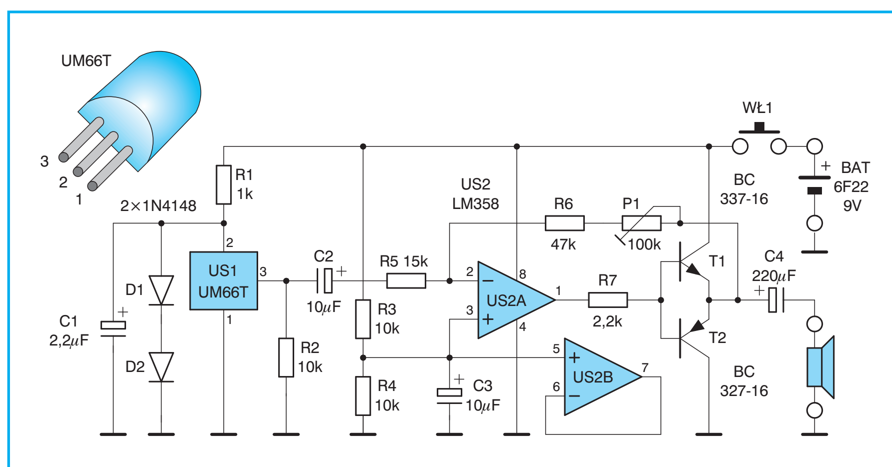
Sam wzmacniacz operacyjny nie da rady wysterować głośnika, ponieważ dostarcza on zbyt mały prąd wyjściowy (ok. ±20 mA). Dlatego też za wzmacniaczem umieszczono komplementarny stopień mocy składający się z tranzystorów T1 i T2. Tranzystory te pracują w układzie wtórników emiterowych. Zatem nie wnoszą one wzmocnienia napięciowego, ale za to wzmacniają prąd wyjściowy. Gdy na wyjściu wzmacniacza napięcie jest wyższe od połowy napięcia zasilania przewodzi tranzystor T1, w przeciwnym wypadku przewodzi T2. Z wyjścia wzmacniacza poprowadzona jest pętla sprzężenia zwrotnego R6 i P1. Wartości tych rezystorów w połączeniu z rezystorem R5 decydują o wzmocnieniu napięciowym układu. Potencjometrem P12 można regulować głośność w dość szerokich granicach. Przesterowanie, czyli zbyt duży sygnał wyjściowy objawia się pojawieniem metalicznego brzmienia.

Jak zapewne niektórzy z czytających te słowa zauważyli, stopień końcowy pracuje bez prądu spoczynkowego. Nie stanowi to problemu przy średniej jakości dźwięku, w końcu nie musi to być dzwonek klasy Hi-Fi. Poza tym dzięki bardzo dużemu wzmocnieniu wzmacniacza operacyjnego w otwartej pętli sprzężenia zwrotnego efekty braku prądu spoczynkowego są minimalne.

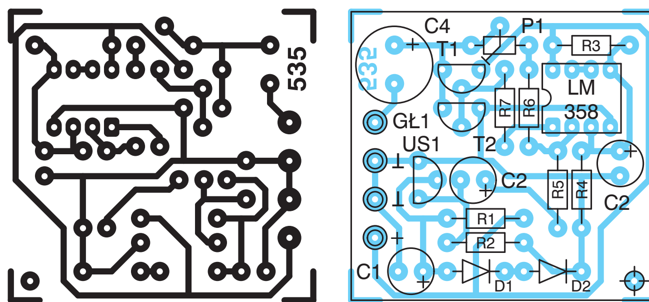
Zastosowanie pojedynczego napięcia zasilającego wymusiło zastosowanie kondensatora C4 sprzęgającego wyjście wzmacniacza z głośnikiem. Włączenie tranzystora T1 powoduje przepływ prądu z baterii, który ładując kondensator C4 przepływa przez głośnik GŁ1 do masy. Natomiast włączenie tranzystora T2 sprawia, że kondensator C4 rozładowuje się, a prąd płynący przez głośnik ma teraz przeciwny kierunek.

Drugi wzmacniacz operacyjny US2B nie jest wykorzystywany. Aby jednak nie zakłócał pracy jest on połączony w układzie wtórnika. Jego wejście nieodwracające zostało wstępnie spolaryzowane napięciem z dzielnika R3, R4.

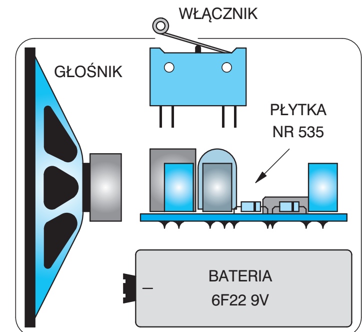
Układzik elektronicznego dzwonka zmontowano na niewielkiej płytce drukowanej. Jest on na tyle prosty, że nie wymaga give dużej wprawy w lutowaniu. Po zamontowaniu wszystkich elementów można podłączyć głośnik i baterię. Po naciśnięciu przycisku dzwonek zagra swoją melodyjkę.



Rys. 1 Schemat ideowy elektronicznego dzwonka rowerowego



Rys. 2 Płytka drukowana i rozmieszczenie elementów



Rys. 3 Przykładowe rozmieszczenie elementów w obudowie

Całe urządzenie można zmieścić w niewielkim pudełku plastikowym (patrz rys. 3).

Na koniec życzę wszystkim rowerzystom udanych i bezkolizyjnych wyjazdów w plener.

Wykaz elementów

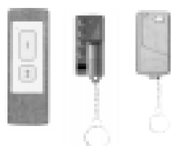
Półprzewodniki	
US1	– UM 66T
US2	– LM 358
T1	– BC 337-16
T2	– BC 327-16
D1, D2	– 1N4148
Rezystory	
R1	– 1 kΩ/0,125 W
R7	– 2,2 kΩ/0,125 W
R2, R3, R4	– 10 kΩ/0,125 W
R5	– 15 kΩ/0,125 W
R6	– 47 kΩ/0,125 W
P1	– 100 kΩ/0,125 W
Kondensatory	
C1	– 2,2 μF/25 V
C2, C3	– 10 μF/25 V
C4	– 220 μF/16 V
Inne	
WŁ1	– włącznik monostabilny
GŁ1	– głośnik 2 W/8 Ω
płytka drukowana numer 535	

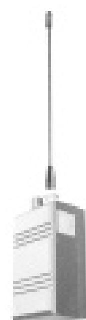
Płytki drukowane wysyłane są za zaliczeniem pocztowym. Płytki można zamawiać w redakcji PE.

Cena: płytka numer 535 – 2,50 zł + koszty wysyłki.

◊ *Jerzy Tomasik*







Świat pędzi do przodu. Jeszcze nie tak dawno przepustowość sieci światłowodowej wydawała się wprost nie do pojęcia... a dziś powstają coraz to nowe, szybsze standardy Na szczęście świat elektroniki nauczył się że prędzej czy później – ze wskazaniem na to pierwsze – każdy standard ulegnie zmianie i projektanci układów elektronicznych starają się o tym pamiętać... czy wystarczająco? Przekonamy się na przykład gdy zestarzeje się najnowszy dziś produkt PMC-Sierra...

■ Cypress Semiconductor podążając za potrzebami sieci LAN i WAN przedstawił rozwinięcie rodziny dwuportowych pamięci SRAM FLE×36, które teraz przy dwóch trzydziestoszęściobitowych portach i taktowaniu 133 MHz oferują pasmo szerokości 9,6 Gbps (pasmo tej szerokości pozwala na przesłanie 700.000 strona maszynopisu na sekundę), a 7,2 Gbps przy zegarze 100 MHz. Elastyczna konstrukcja pozwala na bezproblemowe łączenie magistral o różnej przepustowości bez zastosowania dodatkowych układów sprzęgających



■ Cypress Semiconductor przedstawił szybką, 3-megabitową asychroniczną pamięć SRAM×24 o architekturze zoptymalizowanej pod kątem wykorzystania jej w procesorach sygnałowych. Czas dostępu pamięci CY7C1024AV33 wynosi 9 ns, co przy zastosowanej magistrali danych sprawia że układ nadaje się doskonale do współpracy z układami DSP 56000 oraz DSP 56300 produkcji Motoroli, które wymagały wcześniej łączenia pamięci 2 Mbit x16 z pamięcią 1 Mbit×8. CY7C1024AV33 jest zrealizowana w technologii CMOS i zasilana pojedynczym napięciem 3,3 V. Pobór prądu to 165 mA w czasie pracy. Pamięć dostępna jest także w wersjach 10-, 12- i 15 ns, w 12-pinowych obudowach TQFP. Cena to 12 dolarów za sztukę w partiach powyżej 10.000 sztuk.

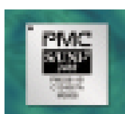
■ PMC-Sierra uruchamia produkcję pierwszego chipsetu łączącego na jednej platformie sprzę-



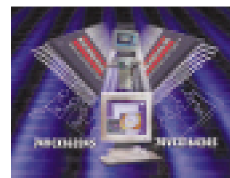


towej możliwości sieci IPX/SPX, SONET/SDH, ATM, oraz transmisji DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*). CHESS (*Channelizer Engine for SONET/SDH*) jest pierwszym krokiem w kierunku sieci określanych mianem „*Any-Service, Any-User, Any-Channel*" i umożliwia łatwą rozbudowę istniejącej infrastruktury światłowodowej opartej o standarty OC-3/STM-1 (155 Mbit/s) oraz OC-12/STM-4 (155 Mbit/s) do poziomu OC-48/OC-48c/STM-16 (2,5 Gbit/s), przy uwzględnieniu łatwego przystosowania chipsetu do pracy w sieciach OC-192/STM-64 (10Gbit/s).

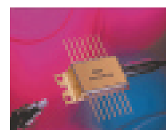
■ PMC-Sierra uruchamia produkcję pierwszego zrealizowanego w całości w technologi CMOS układu służącego do obsługi sieci optycznych OC-48c. PM5381 S/UNI-2488 jest zrealizowany w technologii 0,18 mikrona/1,8 wolta, co sprawia że pobór mocy nie przekracza trzech watów i czyni układ konkurencyjnym dla rozwiązań wieloukładowych bądź opartych o inne materiały niż krzem. PM5381 S/UNI-2488 służy do połączenia protokołów ATM i POS ze standardami IP oraz GigE.

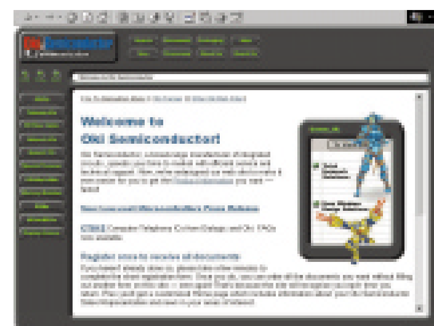


■ Fairchild Semiconductor dołączył do linii VCX dwa nowe układy – 74VCX163245 oraz 74VCX164245. Są to szesnastobitowe asynchroniczne transceivery służące do komunikacji pomiędzy magistralami o różnych poziomach logicznych. Układy pracują przy napięciach z zakresu 1,65÷3,6 V i różnią się między sobą konfiguracją portów wysokonapięciowych – dla 74VCX163245 jest to port A, dla 4VCX164245 port B. Transceivery skonstruowane są w oparciu o technologię CMOS i umieszczane w 48-pinowych obudowach TSSOP. Koszt to 2,19 dolara za sztukę w partiach powyżej tysiąca sztuk.



■ OKI Semiconductor rozpoczął produkcję dwóch wysokomocowych diod laserowych o długości fali 1480 nm, przeznaczonych głównie do pracy w układach wzmacniaczy optycznych EDFA oraz przy długich liniach standardu DWDM. Diody OL4121N-120 oraz OL4121N-140, o mocy odpowiednio 120 i 140 mW, umieszczane są razem z wbudowanym izolatorem i układem chłodzenia TEC (*thermo-electric cooler*) w 14-pinowych obudowach typu „butterfly". Ich koszt to 1,657 dolarów za wersję 120 mW i 1,775 za wersję 140 mW.





■ Oki Semiconductor przedstawiła nową rodzinę fotodiod z przedwzmacniaczami, umieszczonych w powierzchniowych obudowach mini-DIL, OD9601N, OD9602N oraz OD9604N. Układy działają w zakresie temperatur –40÷+85°C, diody przystosowane są do długości fali 1300 nm i zajmują o 75% mniejsze niż analogiczne układy w 14-pinowych obudowach DIP. Trzy wersje są przeznaczone odpowiednio do pracy przy transmisji 2,5 Gbit/s, 1,25 Gbit/s, oraz 622 Mbit/s, dostępne są także wersje dla różnych złączek optycznych i różnych długości światłowodów. Ceny w małych partiach to odpowiednio 235, 186 oraz 285 dolarów.



◊ ***Marcin Witek***
elin@pe.com.pl